

E. SCHMITT

Das Parametron und seine Verwendung in nachrichtenverarbeitenden Systemen

DK 621.375.3:681.142—83

Das Parametron wurde 1954 von dem Japaner E. Goto als ein in der digitalen Technik verwendbares Bauelement erkannt. Der Beitrag behandelt die physikalischen und mathematischen Grundlagen des Parametrons. Eine neue Steuerungsmöglichkeit zur Informationsübertragung wird gezeigt. Einige wichtige Anwendungen der Parametrons in nachrichtenverarbeitenden Systemen werden dargestellt und Vor- und Nachteile gegenüber den Schaltungen mit konventionellen Bauelementen diskutiert.

1. Einleitung

Das Parametron ist ein Schwingkreis, der eine veränderbare Induktivität oder Kapazität enthält. Das Grundphänomen, das hierbei in Erscheinung tritt, ist als parametrische Verstärkung bekannt. Ein gegebener Parameter (Induktivität oder Kapazität) eines elektrischen Netzwerkes wird nach einer vorgegebenen Zeitfunktion variiert.

In einem solchen Resonanzkreis kann eine Schwingung mit der Frequenz ω erzeugt werden, wenn die Erreger- oder Pumpfrequenz 2ω ist. Die Subharmonische ω läßt sich in zwei stabilen Phasenlagen erregen, die sich um 180° unterscheiden. Jede dieser beiden Phasen wird gleichwertig behandelt und kann unter gewissen Bedingungen vorausbestimmt werden. Die beiden Phasen 0 und π können deshalb zur Darstellung der beiden Binärziffern 0 und 1 dienen.

2. Prinzipschaltkreise

2.1 Das Parametron mit variabler Induktivität [1, 2, 3, 4, 5]

Bild 1 zeigt ein Parametron, bei dem die variable Induktivität mit Hilfe von zwei ringförmigen Ferritkernen gebildet wird, die mit je einer primären und sekundären Wicklung versehen sind. Die Sekundärwicklungen gehören zusammen mit dem Kondensator C zu einem Resonanzkreis, der auf die Frequenz ω abgestimmt ist. Durch die Primärwicklungen fließen der HF-Strom $\hat{i} \cos 2\omega t$ und der Gleichstrom I , der zur Vormagnetisierung dient. Damit keine direkte

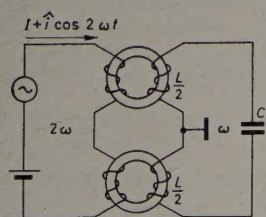


Bild 1. Schaltung eines Parametrons mit zwei Ferritkernen

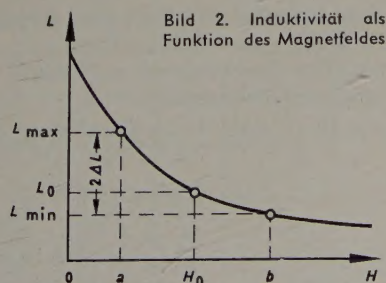


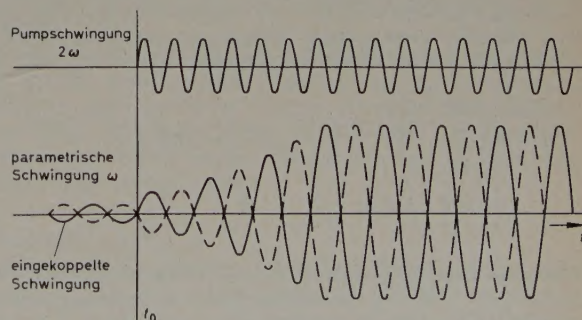
Bild 2. Induktivität als Funktion des Magnetfeldes

Transformation von der Primär- auf die Sekundärseite erfolgt, sind die Primärwicklungen gegenphasig geschaltet, so daß sich die in den Sekundärwicklungen induzierten Spannungen mit der Frequenz 2ω aufheben. Die Abhängigkeit der Schwingkreisinduktivität vom Magnetfeld ist im Bild 2 zu sehen. Durch den Wechselfluß wird die Induktivität L um den Mittelwert L_0 im Takte der Frequenz 2ω zwischen L_{\min} und L_{\max} verändert. Wegen der Nichtlinearität der Hystereseschleife hat die Zeitfunktion $L(t)$ bei großer Aussteuerung einen recht komplizierten Verlauf. Unter der Annahme aber, daß die Aussteuerung klein und L in diesem Bereich linear sei, ändert sich L mit der Frequenz 2ω sinusförmig

$$L(t) = L_0 \left(1 + \frac{\Delta L}{L_0} \cos 2\omega t \right) = L_0 (1 + \gamma \cos 2\omega t), \quad (1)$$

wobei $\frac{\Delta L}{L_0} = \gamma$ der Veränderungsgrad der Induktivität (Modulationsindex) ist.

Bei passender Wahl der einzelnen Parameter, die später betrachtet werden sollen, wird der Resonanzkreis parametrisch erregt und schwingt mit der Frequenz ω , wobei zwei (gleichwertige) Schwingungsformen möglich sind (Bild 3). Welche Phasenlage (0 oder π) sich

Bild 3. Pumpschwingung 2ω (oben) und parametrische Schwingung ω (unten)

dabei einstellen soll, kann mit einer schwachen, in das Parametron eingekoppelten Schwingung mit der Frequenz ω vorausbestimmt werden. Die Phasenlage der erzeugten Schwingung ist 0, wenn die Phase der Steuerschwingung sich im Bereich $\pm \pi/2$ befindet, oder π , wenn die Phase der eingekoppelten Schwingung sich im Bereich $\pi \pm \pi/2$ befindet. Die schwache Schwingung wird verstärkt, sobald

die Erregerschwingung eingeschaltet ist. Sie steigt exponentiell bis zu einem stationären Endwert an. Es findet also außer der Regeneration der Phase auch eine Regeneration der Amplitude statt (Verstärkereigenschaft). Die Phase der Schwingung wechselt nicht, solange der erregende Wechselstrom fließt (Speichereigenschaft).

2.2 Das Parametron mit variabler Kapazität [6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13]

Ähnliche Verhältnisse erhält man, wenn man statt der Induktivität die Kapazität periodisch verändert. Das kann beispielsweise mit Ferroelektrika (Bariumtitanat, Seignettesalz usw.) oder mit Halbleiterdioden verwirklicht werden. Bild 4 zeigt den Verlauf der Sperrschichtkapazität einer Halbleiterdiode in Abhängigkeit von der angelegten Spannung. Die Kapazität wächst mit abnehmender Sperr-

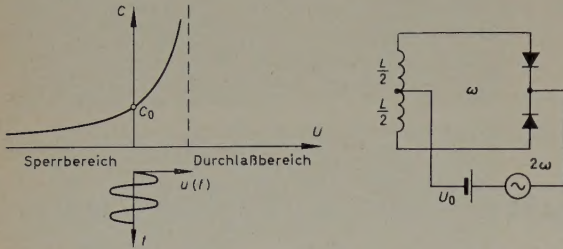


Bild 4 (links). Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität einer Halbleiterdiode von der angelegten Spannung. Bild 5 (rechts). Parametron-Schaltkreis mit Dioden

spannung und nimmt für kleine Spannungen im Durchlaßbereich bereits sehr große Werte an. Durch Anlegen einer Wechselspannung mit der Frequenz 2ω wird die Kapazität um den Mittelwert C_0 im Takt dieser Frequenz verändert. Im Bild 5 ist ein Parametron-Schaltkreis beispielsweise mit Dioden dargestellt. Auch hier sind die beiden Schwingungen (2ω und ω) durch die Symmetrie der Anordnung (Gegentaktschaltung) voneinander getrennt. Die Einstellung der Kapazität C_0 erfolgt mit der Vorspannung U_0 .

3. Mathematische Behandlung des Parametrons

Es wird im folgenden das Ferritkern-Parametron gemäß Bild 1 betrachtet; für das Dioden-Parametron läßt sich eine entsprechende Berechnung durchführen [8, 9, 10]. Die freien Schwingungen der Stromstärke genügen der linearen Differentialgleichung

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0 \quad (2)$$

Unter der Annahme, daß die Kreisverluste konstant sind, folgt

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L_0} \frac{di}{dt} + \frac{1}{CL(t)} i = 0 \quad (3)$$

Da die Zeitfunktion $L(t)$ eine periodische Funktion ist, stellt Gl. (3) eine Hillsche Differentialgleichung dar. Eine numerische Berechnung für ein beliebig gegebenes $L(t)$ ist zwar möglich, erfordert aber großen Aufwand. Für eine etwas größere Betrachtung ist es vorteilhaft, für $L(t)$ ein Zeitgesetz nach Gl. (1) anzunehmen. Aus Gl. (3) folgt dann

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L_0} \frac{di}{dt} + \frac{1}{C \cdot L_0 (1 + \gamma \cos 2\omega t)} \cdot i = 0 \quad (4)$$

Mit

$$z = \omega t, \quad \omega_m^2 = \frac{1}{CL_0}, \quad K = \frac{R}{2\omega L_0} = \frac{d}{2}$$

(ω_m ist die mittlere Eigenfrequenz des Schwingkreises, d der Dämpfungsfaktor) und mit der Annahme, daß $\gamma \ll 1$, erhält man eine Mathiesche Differentialgleichung mit Dämpfungsglied

$$\frac{d^2 i}{dz^2} + 2K \frac{di}{dz} + \left(\frac{\omega_m}{\omega}\right)^2 (1 - \gamma \cos 2z) i = 0 \quad (5)$$

Durch die Substitution $i = e^{-Kz} v(z)$ läßt sich Gl. (5) auf die kanonische Form der Mathieschen Differentialgleichung zurückführen*).

*) Die ausführliche Behandlung der Mathieschen Differentialgleichung ist im Schrifttum [14, 15, 18] zu finden.

$$\frac{d^2 v}{dz^2} + (a - 2q \cos 2z) \cdot v = 0, \quad (6)$$

wobei

$$a = \left(\frac{\omega_m}{\omega}\right)^2 - K^2 \quad \text{und} \quad q = \frac{\gamma}{2} \left(\frac{\omega_m}{\omega}\right)^2$$

Für den Fall, daß die mittlere Eigenfrequenz ω_m des Schwingkreises gleich der halben Pumpfrequenz ist ($\omega_m = \omega$) — bei diesem Betriebszustand erhält man optimale Arbeitsbedingungen — lauten die beiden linear unabhängigen Lösungen näherungsweise

$$\begin{aligned} i_1 &= i_0 \cdot e^{-\left(\frac{\gamma}{4} + \frac{d}{2}\right)\omega t} \cdot \sin(\omega t - \sigma) \\ i_2 &= i_0 \cdot e^{\left(\frac{\gamma}{4} - \frac{d}{2}\right)\omega t} \cdot \sin(\omega t + \sigma), \end{aligned} \quad (7)$$

wobei entweder $\sigma = \frac{\pi}{4}$ oder $\sigma = \frac{\pi}{4} \pm \pi$ sein kann.

Die Lösung ist instabil, wenn $\frac{\gamma}{2} > d$ ist, das heißt, der Schwingkreis wird entdämpft, wenn der Veränderungsgrad der Induktivität größer als die zweifache Kreisdämpfung ist. Beim Einsatz der Schwingung entstehen, den zwei unabhängigen Lösungen entsprechend, eine exponentiell abfallende (i_1) und eine exponentiell ansteigende (i_2) Schwingung.

Nach Gl. (7) wachsen die Amplituden über alle Grenzen. In Wirklichkeit wird ein unbegrenztes Anwachsen zunächst durch die mit zunehmender Stromstärke ansteigende Kreisdämpfung verhindert, ferner dadurch, daß bei hohen Stromstärken die Voraussetzungen der Herleitung der Differentialgleichung wegen der unberücksichtigten Nichtlinearität nicht mehr erfüllt sind.

Die Amplitude der parametrischen Schwingung ist bei konstantem Veränderungsgrad γ von der Dämpfung und der Verstimmung des Kreises abhängig. Eine gewisse Dämpfung ist sowohl für eine stabile Amplitude als auch für die Unterbrechung der Schwingung notwendig. Mit zunehmender Dämpfung wird jedoch die Einschwingzeit größer, wodurch die Geschwindigkeit der Informationsverschiebung herabgesetzt wird. Experimentelle Ergebnisse zeigen, daß der optimale Dämpfungswert im Bereich $\gamma/10 < d < \gamma/4$ liegt.

Mit zunehmender Verstimmung $\alpha = \omega/\omega_m - \omega_m/\omega$ wird die Amplitude größer. Bemerkenswert ist die Hysterese, wie die Pfeile im Bild 6 andeuten. Bei Änderung der Verstimmung in positiver Richtung $F_1 \rightarrow F_2 \rightarrow F_3$ nimmt die Amplitude ständig zu, und zwar bis

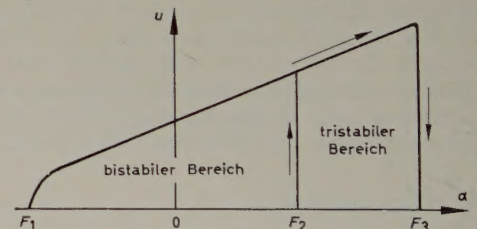


Bild 6. Amplitude der parametrischen Schwingung in Abhängigkeit von der Verstimmung

zum Punkt F_3 , wo die Schwingung plötzlich abreißt. Bei Änderung der Verstimmung in negativer Richtung $F_3 \rightarrow F_2$ setzt die Schwingung erst wieder bei F_2 ein. Im Bereich $F_2 \dots F_3$ sind demnach drei Zustände möglich:

- 1) Das Parametron schwingt mit der Phase 0.
- 2) Das Parametron schwingt mit der Phase π .
- 3) Das Parametron schwingt nicht, trotz Erregung.

Dieser Bereich ($F_2 \dots F_3$) wird deshalb als tristabil bezeichnet, im Gegensatz zum bistabilen Bereich $F_1 \dots F_2$ [2]. Optimale Verhältnisse bezüglich Einschwingzeit und Funktionssicherheit erhält man bei der mittleren Verstimmung $\alpha = 0$.

Aus Gl. (7) folgt für die Einschwingzeit t_e

$$t_e = \frac{\ln \frac{u_{st}}{u_0}}{\left(\frac{\gamma}{2} - d\right) \pi f}, \quad (8)$$

wobei u_{st} die Amplitude der stationären, u_0 die wirksame Amplitude der eingekoppelten Schwingung ist.

u_{st}/u_0 ist die lineare Verstärkung des Parametrons. Mit der Verstärkung V in Dezibel folgt

$$t_e = \frac{\ln 10}{20 \pi} \cdot \frac{V}{\left(\frac{\gamma}{2} - d\right) f} \quad (9)$$

Die Einschwingzeit ist direkt der Verstärkung (in dB) und umgekehrt der Frequenz und der Differenz $\gamma/2 - d$ (halber Veränderungsgrad

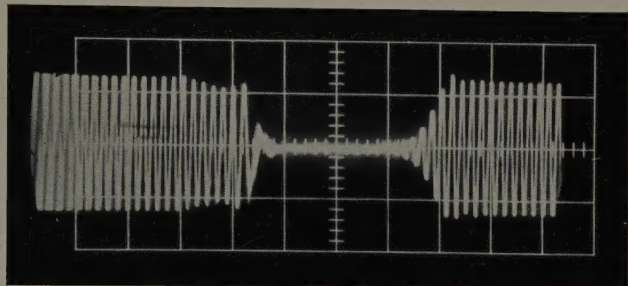


Bild 7. Einschwingvorgang; Dämpfung $d = 0,2$, Einschwingzeit $t_e = 4 \mu s$ ($2f = 2 \text{ MHz}$)

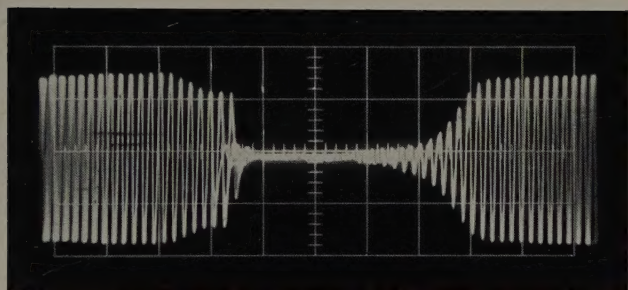


Bild 8. Einschwingvorgang; Dämpfung $d = 0,3$, Einschwingzeit $t_e = 10 \mu s$ ($2f = 2 \text{ MHz}$)

γ , vermindert um die Kreisdämpfung d) proportional. Mit zunehmender Dämpfung steigt die Einschwingzeit hyperbelförmig an. Die Bilder 7 und 8 zeigen den Einschwingvorgang bei verschiedenen Dämpfungen.

4. Übertragung der Information

Aus den bisherigen Ausführungen erkennt man, daß das Parametron eine schwache Information verstärken und die Information als Binärvariable O oder L in Form der Phase 0 beziehungsweise π der parametrischen Schwingung speichern kann. Im folgenden werden nun Möglichkeiten behandelt, wie die Information von einem Parametron auf ein anderes übertragen werden kann. Da die Phase im eingeschungenen Zustand nur durch eine Schwingung mit größerer Amplitude als der des Parametrons geändert werden kann und ferner Eingangs- und Ausgangsleitung mit dem gleichen Punkt der Schaltung verbunden sind, bietet sich als einfachste Methode die Unterbrechung der parametrischen Schwingung in geeigneter Weise an.

4.1 Dreitaktmethode

Bei Verwendung von linearen Koppelgliedern sind wegen der Eindeutigkeit der Übertragungsrichtung mindestens drei Parametrons je bit notwendig. Die Parametrons werden in drei Gruppen aufgeteilt und in geeigneter Weise miteinander verkoppelt. Die Erregung wird

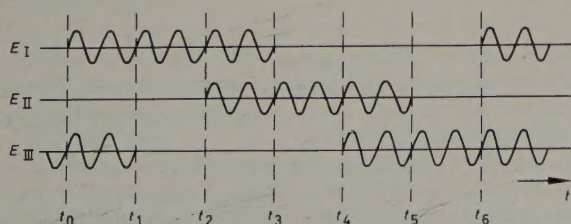


Bild 9. Steuerung der Informationsverschiebung mittels der Pumpfrequenz 2ω

gruppenweise ein- und abgeschaltet. In den japanischen Maschinen erfolgt die Steuerung der parametrischen Schwingung durch Ein- und Abschalten der Pumpfrequenz 2ω gemäß Bild 9. An den drei Parametrongruppen liegen die getrennt schaltbaren HF-Quellen E_I , E_{II} und E_{III} .

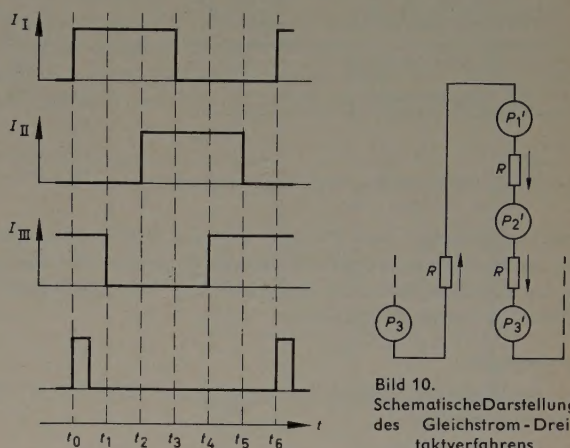


Bild 10. Schematische Darstellung des Gleichstrom-Dreitaktverfahrens

Der Verfasser hat die Möglichkeit untersucht, die Informationsübertragung durch Ein- und Abschalten des Vormagnetisierungsstroms I durchzuführen. Der HF-Strom fließt hierbei ununterbrochen durch alle Parametrons. Das Gleichstrom-Dreitaktverfahren sei an einem Schieberegister (Bild 10) erläutert.

Im Ausgangszustand $t < t_0$ sei I_{III} eingeschaltet, das heißt, die Parametrons P_3 und P_3' sind erregt. Ein Teil der Schwingung von P_3 wird über den Koppelwiderstand R phasenrichtig in P_1' eingespeist. Mit einem Eingangstakt im Zeitpunkt t_0 beginnt der Dreitakt, indem I_I eingeschaltet wird; P_1' schwingt mit der Phase von P_3 ein (Übernahme der Information). Wenn P_1 genügend eingeschungen ist, wird im Zeitpunkt t_1 der Strom I_{III} abgeschaltet. Nach dem Abklingen der Schwingung in P_3 wird I_{II} im Zeitpunkt t_2 eingeschaltet. P_2' schwingt infolge der Kopplung über R mit der Phase von P_1' ein. Im Zeitpunkt t_3 wird I_I abgeschaltet, die Schwingung in P_1' klingt ab. Im Zeitpunkt t_4 wird I_{III} wieder eingeschaltet, P_3' übernimmt die Information von P_2' . Bei t_5 wird I_{II} abgeschaltet, und die Schwingung in P_2' klingt ab. Im Zeitpunkt t_6 kann der nächste Dreitakt erfolgen. Mittels eines Dreitakts ist die Information von P_3 nach P_3' gelangt. Wegen der Eindeutigkeit der Übertragungsrichtung darf also eine Parametrongruppe erst dann erregt werden, wenn die Schwingungen in allen Parametrons der nächstfolgenden Gruppe abgeklungen sind.

Das Gleichstromverfahren ist dem Pumpstromverfahren bezüglich Funktionssicherheit völlig gleichwertig. Es hat jedoch den Vorteil kürzerer Umschaltzeiten, besonders deshalb, weil durch die Verschiebung des Arbeitspunktes beim Abschalten von I die Permeabilität und damit die Induktivität erhöht wird. Wegen der negativen Verstimmung des Kreises klingt die Schwingung sehr schnell ab (Bilder 6, 7 und 8).

Beide Verfahren lassen sich auch bei Dioden-Parametrons anwenden [9, 10, 12, 13], wobei dort die Vorspannung U_0 zum Abschalten der Schwingung nach positiven Werten (Durchlaßrichtung) hin verschoben wird. Wie Bild 4 zeigt, steigt hierbei die Kapazität sehr schnell an, so daß mit kleinen Änderungen von U_0 große negative Verstimnungen erreichbar sind.

4.2 Zweitaktmethode

Bei Verwendung von nichtlinearen Koppelgliedern, beispielsweise Dioden, ist es möglich, zwei Parametrons je bit in Verbindung mit einem Zweitakt zu verwenden. Die Arbeitsweise sei an zwei Stufen eines Schieberegisters erklärt (Bild 11). Wenn E_I eingeschaltet ist, muß V_I positiv gegenüber V_{II} sein, damit die Dioden D_2 und D_4 im Durchlaßbereich und D_1 und D_3 im Sperrbereich arbeiten. Dadurch besteht eine starke Kopplung von P_1 nach P_2 und von P_3 nach P_4 , so daß beim Einschalten der Quelle E_{II} im Zeitpunkt t_0 die Parametrons P_2 und P_4 mit der übergekoppelten Phase einschwingen. Beim Abschalten von E_I im Zeitpunkt t_1 muß auch die Vorspannung umgepolt werden. Dadurch werden D_1 und D_3 durchlässig und D_2 und D_4 gesperrt. Es ist leicht einzusehen, daß auf diese Weise in der Zeit

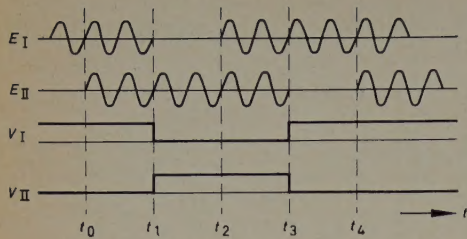


Bild 11. Schematische Darstellung der Zweitaktmethode

$t_0 \dots t_4$ die Information von P_1 nach P_3 verschoben wird. Bei der Zweitaktmethode kann bei gleichen Einschwingzeiten die Geschwindigkeit des Informationsflusses gegenüber der Dreitaktmethode um den Faktor $3/2$ gesteigert werden.

5. Anwendungen

Bei den im folgenden behandelten Schaltungen wird das Dreitaktverfahren angewendet.

5.1 Parametronspeicher

Um ein bit zu speichern, sind drei Parametrons notwendig (Bild 12). Eine am Eingang liegende Information wird durch einen Dreitakt über P_1 und P_2 nach P_3 verschoben. Die eingespeicherte Information bleibt bei jedem Dreitakt so lange erhalten, bis eine neue Information eingeschrieben wird.

Durch den erdsymmetrischen Aufbau kann am Schwingkreis sowohl die Schwingung x als auch die hierzu negierte Schwingung \bar{x} , das heißt die um π verschobene Schwingung, gleichzeitig abgenommen werden.

5.2 Logische Verknüpfungen

Die Logik in Parametronschaltungen nimmt gegenüber den bisher bekannten Schaltungen eine etwas ungewöhnliche Form an. Alle logischen Verknüpfungen mit Parametrons werden nach der sogenannten Mehrheitslogik gebildet. Koppelt man beispielsweise eine ungerade Anzahl von Parametrons gleicher Amplitude und beliebiger Phase

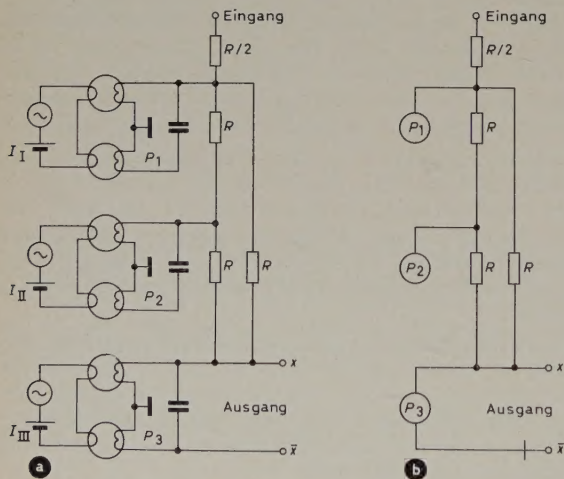
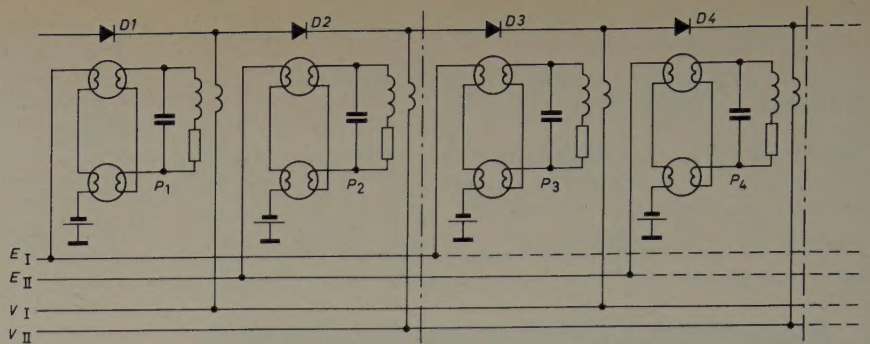


Bild 12. Schaltung eines Parametronspeichers; a) vollständig, b) vereinfacht

(0 oder π) der Gruppe I auf ein einziges Parametron der Gruppe II, dann wird in diesem einzelnen Parametron eine der beiden Phasen dominierend sein. In solchen Schaltungen treten zwangsläufig meist sogenannte Konstanten-Parametrons auf, die immer mit der gleichen Phase (0 oder π) schwingen. Ein Konstanten-Parametron wird dadurch gebildet, daß drei Parametrons im Ring wie im Bild 12 geschaltet werden. Durch ein solches Konstanten-Parametron werden ferner bei Betriebsbeginn die L- und die O-Phase für die ganze Rechenanlage festgelegt.

Als einfachstes Beispiel sei der Schaltkreis für die Disjunktion mit zwei Eingangsvariablen betrachtet (Bild 13). Hierbei ist als weitere Eingangsgröße ein Konstanten-Parametron P_0 mit der Phase π



(L) notwendig. Wenn P_{x1} oder P_{x2} oder beide mit der Phase π schwingen, wird die überwiegende Phase der nach P_y gekoppelten Schwingung π sein. Die Phase in P_y wird dagegen 0 sein, wenn P_{x1} und P_{x2} mit der Phase 0 schwingen.

In den vereinfachten Schaltbildern ist jedes Parametron als Kreis dargestellt. Die Kopplung zwischen den einzelnen Parametrons ist durch einen Verbindungsstrich gekennzeichnet, die Negation durch einen Querstrich durch die Kopplung angedeutet. Ein Δ -Zeichen im Kreis bedeutet, daß in diesem Parametron die Und-

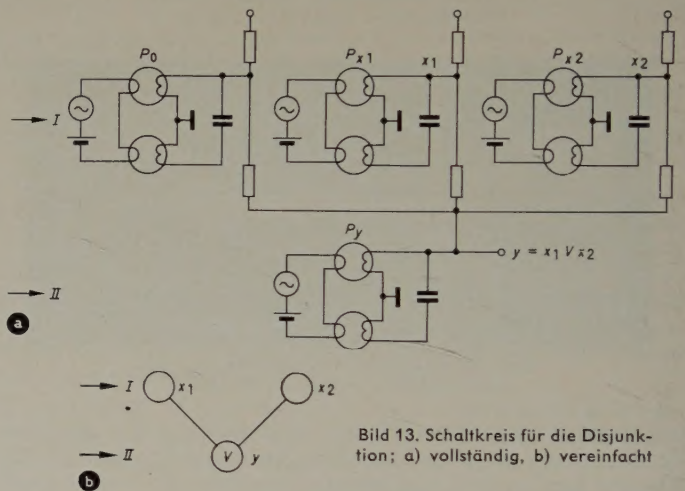


Bild 13. Schaltkreis für die Disjunktion; a) vollständig, b) vereinfacht

Verknüpfung zwischen den koppelnden Parametrons durchgeführt wird; das Konstanten-Parametron P_0 ist hierbei weggelassen. Ähnlich wird die Oder-Verknüpfung durch ein V-Zeichen im Kreis symbolisiert.

Die Schaltung für die Konjunktion unterscheidet sich von der beschriebenen für die Disjunktion nur durch das Konstanten-Parametron, das nun mit der konstanten Phase 0 schwingt (Bild 14). Die überwiegende Phase der nach P_y gekoppelten Schwingung wird nur dann π sein, wenn P_{x1} und P_{x2} mit der Phase π schwingen; in allen anderen Fällen ist sie 0.

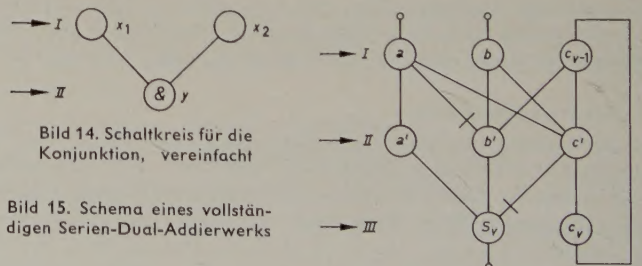


Bild 14. Schaltkreis für die Konjunktion, vereinfacht

Bild 15. Schema eines vollständigen Serien-Dual-Addierwerks

Das Majoritätsprinzip hat gegenüber den bisherigen Verfahren den Nachteil, daß die Anzahl der Eingangsgrößen durch die Toleranz der Amplituden begrenzt ist. Beim Ferritkern-Parametron liegt die Grenze etwa bei 10 Eingängen.

Ein wesentlicher Vorteil dieses Verfahrens besteht jedoch darin, daß es bei mehreren Eingängen oft eine einfache Darstellung recht komplizierter Operationen gestattet. Bild 15 zeigt beispielsweise die Schaltung eines vollständigen Serien-Dual-Addierwerks für die

Summanden a und b , bei dem zur Verknüpfung der Eingangsvariablen nur noch zwei Negationen nötig sind. Wie die Summenfunktion

$$S_v = (\bar{a}_v \bar{b}_v \bar{c}_{v-1}) V (\bar{a}_v \bar{b}_v \bar{c}_{v-1}) V (a_v \bar{b}_v \bar{c}_{v-1}) V \times \\ \times (a_v \bar{b}_v \bar{c}_{v-1}) = a_v \oplus b_v \oplus c_{v-1}$$

und die Übertragungsfunktion

$$c_v = (a_v \bar{b}_v) V (a_v \bar{c}_{v-1}) V (b_v \bar{c}_{v-1})$$

zeigen, wäre bei Zurückführung auf die Grundoperationen ein wesentlich größerer Aufwand erforderlich.

Tab. I. Zusammenfassung der im Bild 15 enthaltenen Parametron-Zustände im Serien Dual-Addierwerk

I	a	0	L	0	L	L	0	L	0
	b	0	0	L	L	0	L	L	0
	c_{v-1}	0	0	0	0	L	L	L	L
II	a'	0	L	0	L	L	0	L	0
	b'	0	0	L	0	0	L	L	L
	c'	0	0	0	L	L	L	L	0
III	S_v	0	L	L	0	0	0	L	L
	c_v	0	0	0	L	L	L	L	0

In Tab. I sind die Zustände der einzelnen Parametrons für alle Kombinationen der Eingangsgrößen zusammengefaßt.

5.3 Parametron-Flip-Flop

Mit Parametrons sind verschiedene Arten von Flip-Flop-Schaltungen möglich. Im allgemeinen besteht ein Parametron-Flip-Flop aus drei im Ring geschalteten Parametrons mit zwei oder drei additiven Eingängen. Von den verschiedenen Möglichkeiten sei eine Schaltung betrachtet, die als bistabile Stufe eines Dualzählers verwendbar ist (Bild 16). Als Ausgangszustand sei angenommen, daß P_3 mit der Phase 0 schwingt; am Eingang liege eine Schwingung mit der Phase π . In P_1 wird dann die Phase π eingekoppelt (Oder-Schaltung aus P_3 und Eingang), nach P_4 wird die Phase 0 übergekoppelt (Und-Schaltung aus P_3 und Eingang). Schaltet man Quelle I ein, dann wird wegen der Und-Schaltung aus P_1 und P_4 eine Schwingung mit der Phase π nach P_2 gekoppelt. Nach Beendigung des Dreitaktes ist

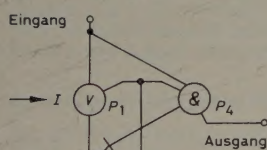


Bild 16. Schema eines Parametron-Flip-Flop

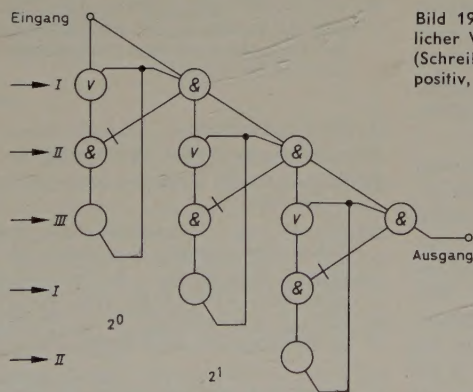


Bild 17. Schema eines dreistufigen Dualzählers

damit in P_3 die Information L gespeichert. Liegt beim nächsten Dreitakt am Eingang wieder die Information L, dann werden beim Einschalten der Quelle I sowohl P_1 als auch P_4 mit der Phase π schwingen. Nach P_2 wird dann wegen der Negation von P_4 die Phase 0 gekoppelt, so daß nach Beendigung des Dreitaktes in P_3 die Information 0 gespeichert wird.

Die Information in P_3 ändert sich also immer dann, wenn am Eingang eine Schwingung mit der Phase π liegt. Sie bleibt dagegen erhalten, wenn auf den Eingang eine Schwingung mit der Phase 0 gegeben wird. Am Ausgang der bistabilen Stufe (P_4) ist eine Schwingung mit der Phase π vorhanden, wenn auf den Eingang zweimal eine Schwingung mit der Phase π gegeben wurde (Teiler 2 : 1).

Durch Zusammenschalten mehrerer Flip-Flop-Stufen gemäß Bild 17 erhält man einen Dualzähler. Am Ausgang des dreistufigen Dualzählers liegt die Phase π , wenn auf den Eingang achtmal eine Schwingung mit der Phase π gegeben wurde.

5.4 Parametron und Ferritkern-Speichermatrix

Ein Parametron-Speicher erfordert verhältnismäßig großen Aufwand. Beim Dreitaktverfahren sind drei Parametrons je bit notwendig. Weit vorteilhafter ist ein Verfahren, das in Japan als „Dual Frequency Memory System“ bekannt ist (Halbfrequenzmethode) [4]. Hierbei

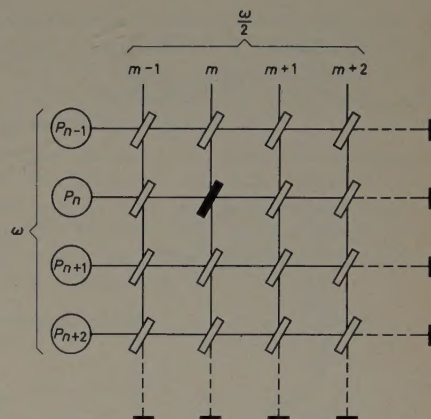


Bild 18. Ferritkern-Speichermatrix

werden eine Ferritkernmatrix als Speicher und Parametrons als Schreib- und Leseverstärker benutzt, ohne daß eine Zwischenumwandlung der Signale erforderlich ist. Das Prinzip dieser Methode sei an einem kleinen Modell (Bild 18) erklärt.

Zum Einschreiben in einen Speicherkern (m, n) wird in Koinkidenz die m -te Spalte der Matrix mit einem HF-Strom $2 \hat{i} \cos \frac{\omega}{2} t$ und die

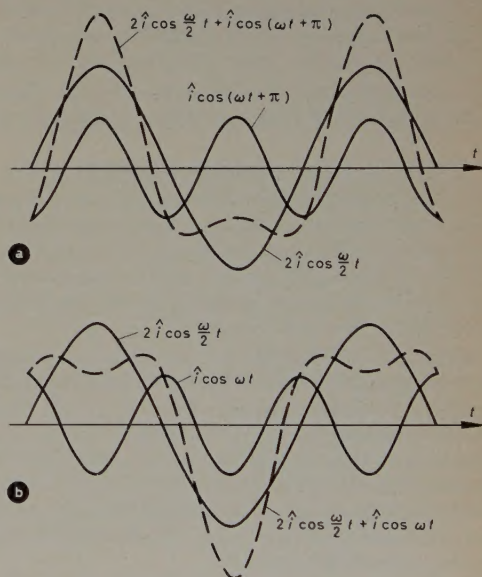


Bild 19. Impulsähnlicher Wechselstrom (Schreibstrom); a) positiv, b) negativ

n -te Zeile mit dem Strom eines Parametrons $\hat{i} \cdot \cos \omega t$ beschickt. Der Spaltenstrom hat also gegenüber dem Zeilenstrom die doppelte Amplitude und die halbe Frequenz. Von einem einzelnen dieser Ströme wird in den Kernen keine Änderung der Magnetisierungsrichtung hervorgerufen, da die Amplituden entsprechend klein sind. Im ausgewählten Kern dagegen fließt bei geeigneter Phasenlage der beiden Ströme als Summenstrom ein impulsähnlicher Wechselstrom (Bild 19), der je nach der Phase des Parametrons positive oder negative Spitzen enthält. Damit wird der Kern gemäß der Phase des Parametrons im positiven oder negativen Remanenzpunkt polarisiert.

Zum Ablesen wird zunächst der halbfrequente Strom auf die m -te Spalte gegeben (Bild 20). Wenn der Ferritkern im positiven oder negativen Remanenzpunkt polarisiert ist, gilt eine innere Hysteresekurve, die wegen der einseitigen Begrenzung eine quadratische Nicht-

linearität zur Folge hat, das heißt, in der induzierten Spannung ist außer weiteren Komponenten die zweite Harmonische enthalten. Die Phase dieser Komponente ω ist für die beiden Remanenzpunkte um 180° verschieden. Die Komponente ω wird entsprechend dem Remanenzpunkt mit einer der beiden Phasen in das Parametron eingekoppelt und beim Einschalten der Erregung verstärkt, so daß das Parametron mit der richtigen Phase einschwingt. Beim Ablesen

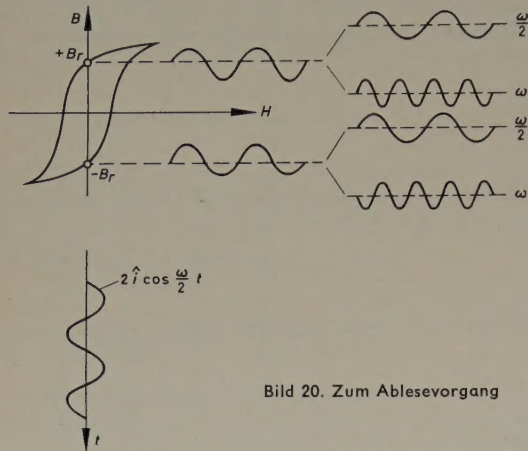


Bild 20. Zum Ablesevorgang

bleibt die im Kern gespeicherte Information erhalten. Zusätzlich wird beim Einschalten des Parametrons die abgelesene Information erneut eingeschrieben, da Schreib- und Leseparametron identisch sind.

Der besondere Vorteil dieses Speicherverfahrens gegenüber der mit Gleichstrom gesteuerten Speichermatrix liegt besonders auch darin, daß die Binärziffern O und L symmetrisch behandelt werden. Der Lesevorgang ist nur von der Polarität und deshalb weniger von der Größe der Remananz abhängig. Dadurch sind die Anforderungen an die Ferritkerne geringer als bei den konventionellen Speichermatrizen. Eine Amplitude der eingekoppelten Komponente ω von etwa 1 mV gewährleistet bereits ein funktionssicheres Ablesen.

Ein entsprechendes Speicherverfahren, das für die Steuerung mit Dioden-Parametrons geeignet wäre, ist bis jetzt noch nicht bekannt.

6. Maximaler Informationsfluß (Taktfrequenz)

Die Geschwindigkeit der Informationsverschiebung in Parametronschaltungen ist im wesentlichen von der Einschwingzeit der einzelnen Parametrons abhängig. Bei den japanischen Ferritkern-Parametrons ist die Einschwingzeit etwa 10...30 Perioden der Pumpschwingung. Wie Tab. II zeigt, ist deshalb die Taktfrequenz in den meisten japanischen Maschinen recht niedrig.

Man kann die Frage stellen, ob es überhaupt sinnvoll ist, Rechenmaschinen aus Ferritkern-Parametrons aufzubauen, da doch mit den heutigen transistorisierten Maschinen wesentlich höhere Taktfrequenzen erreichbar sind. Der Grund, weshalb man in Japan trotzdem diesen Weg eingeschlagen hat, liegt vor allem darin, daß die Herstellung von Parametrons dort relativ billig ist, so daß diese Maschinen wegen ihrer Funktionssicherheit und langen Lebensdauer bei Anwendungen, die keine hohen Rechengeschwindigkeiten erfordern, gerechtfertigt sind.

Durch Erhöhen der Pumpfrequenz kann die Taktfrequenz gesteigert werden. Da die Hystereseverluste mit zunehmender Pumpfrequenz jedoch sehr schnell ansteigen, liegt die Grenzfrequenz nicht allzu hoch. Mit geeigneten Ferriten dürfte die maximale Pumpfrequenz bei etwa 10 MHz liegen. Unter der Annahme, daß für einen Dreitakt 30...40 Perioden der Pumpschwingung erforderlich sind — was bei Anwendung des Gleichstrom-Dreitaktverfahrens denkbar ist*) —, läßt sich eine Taktfrequenz von 300 kHz erreichen.

Mit Dioden-Parametrons kann die Taktfrequenz um einige Zehnerpotenzen vergrößert werden. Aus diesem Grunde ist anzunehmen, daß Dioden-Parametrons künftig sehr an Bedeutung gewinnen werden. Mit den heute verfügbaren Dioden ist bereits eine Pumpfrequenz von 6 GHz anwendbar, wobei eine Taktfrequenz von 100 MHz möglich

*) Die vom Verfasser untersuchten Parametron-Schaltungen ermöglichen eine Taktfrequenz von 80 kHz bei $2f = 2$ MHz.

Tab. II. Übersicht über die fertiggestellten japanischen Rechenautomaten

Typ	Anzahl der Parametrons	Pumpfrequenz	Taktfrequenz	Rechengeschwindigkeit (einschl. Zugriffszeit)		Speicher- und Speicherkapazität in Wörtern	Leistung
				Addition	Multiplikation		
EACOM 212 (März 1959)	8000	2 MHz	10 kHz	4 ms	15 ms	Ferritk. 48	5 kW
HIPAC - 1 (Dez. 1957)	4400	2 MHz	10 kHz	10 ms	19 ms	Tromm. 1024	6 kW
NEAC - 1101 (April 1958)	3600	2 MHz	20 kHz	3,5 ms	8 ms	Ferritk. 128	5 kW
PC - 1 (März 1958)	4200	2 MHz	15 kHz	270 μ s	3,4 ms	Ferritk. 256	3 kW
PC - 2 (August 1959)	9600	6 MHz	100 kHz	40 μ s	340 μ s	Ferritk. 1024	10 kW
SENAC - 1 (Nov. 1958)	9600	2 MHz	20 kHz	2 ms	3 ms	Tromm. 160	15 kW

sein sollte. Mit geeigneten Dioden sind jedoch auch noch höhere Pumpfrequenzen denkbar. Damit würden die Taktzeiten bereits in der Größenordnung von Nanosekunden liegen [9, 10, 12].

Die für die Ferritkern-Parametrons erarbeiteten Prinzipien der Informationsübertragung, der Logik usw. werden auch bei Dioden-Parametrons größtenteils anwendbar sein. Jedoch treten bei der praktischen Verwirklichung erhebliche Schwierigkeiten auf, deren Umgehung augenblicklich noch der Forschung obliegt. Die Erkenntnisse der Mikrowellentechnik sind hierbei sehr von Nutzen, so daß mit einer schnellen Entwicklung zu rechnen ist.

Schrifttum

Ferritkern-Parametrons

- [1] Goto, E.: On the application of parametrically excited nonlinear resonators. J. Inst. electr. Commun. Eng. Japan Bd. 38 (1955) S. 770 - 775
- [2] Goto, E.: The parametron, a digital computing element which utilizes parametric oscillation. Proc. IRE Bd. 47 (1959) S. 1304 - 1316
- [3] Takahashi, H.: Parametron summary and definitions. Sonderdruck d. Fakultät d. Wissensch. d. Universität Tokio
- [4] Takahashi, H., u. Goto, E.: Dual frequency memory system. Sonderdruck der TDK Electronics Co., Tokio
- [5] Schmitt, E.: Allgemeine Untersuchungen am Parametron unter Berücksichtigung der Verwendung in nachrichtenverarbeitenden Systemen. Diplomarbeit, Inst. für Nachrichtenverarbeitung und Nachrichtenübertragung d. Techn. Hochschule Karlsruhe (1959)

Dioden-Parametrons

- [6] v. Neumann, J.: U.S. Patent 2815488
- [7] Wigginton, R. L.: A new concept in computing. Proc. IRE Bd. 47 (1959) S. 516 - 523
- [8] Kiyasu, Z., u. a.: Parametric excitation using barrier capacitor of semiconductor. J. Inst. electr. Commun. Eng. Japan, Bd. 40 (1957) S. 162 - 169
- [9] Billing, H., u. Rüdiger, A.: The possibilities of speeding up computers using parametrons. UNESCO Int. Conf. on Information Processing, Paris 1959
- [10] Billing, H., u. Rüdiger, A.: Das Parametron verspricht neue Möglichkeiten im Rechenmaschinenbau. Elektron. Rechenanl. Bd. 1 (1959) S. 119 - 126
- [11] Uhler, A.: The potential of semiconductor diodes in high-frequency communications. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1099 - 1115
- [12] Leas, J. W.: Microwave solid-state techniques for high speed computers. UNESCO Int. Conf. on Information Processing, Paris 1959
- [13] Sterzer, F.: Microwave parametric-subharmonic oscillator for digital computing. Proc. IRE Bd. 47 (1959) S. 1317 - 1324
- [14] ● McLachlan, Theory and application of Mathieu-functions. Oxford 1947, Clarendon Press
- [15] ● Whittaker, E. T., u. Watson, G. N.: Modern Analysis. Cambridge 1935, University Press
- [16] Erdélyi, A.: Freie Schwingungen in Kondensatorkreisen. Ann. Phys. Bd. 19, 5. Folge (1934) S. 585 - 622
- [17] Erdélyi, A.: Über die rechnerische Ermittlung von Schwingungsvorgängen in Kreisen mit periodisch schwankenden Parametern. Arch. Elektrot. Bd. 29 (1935) S. 473 - 489
- [18] ● Strutt, M.: Lamé-Mathieusche und verwandte Funktionen. Berlin 1932, Springer

(eingegangen am 28. Dezember 1959)

Umschalten von dünnen Magnetschichten im Zeitbereich von einer Nanosekunde*

DK 538.245

Ein neuartiger Impulsmeßplatz zur Beobachtung der außerordentlich raschen Ummagnetisierungsvorgänge in dünnen Permalloyschichten mit einer Zeitauflösung von 0,35 ns wird beschrieben. Die im einzelnen diskutierten Messungen zeigen Umschaltzeiten bis herab zu 1 ns. Die Kurven der reziproken Schaltzeit als Funktion der Ummagnetisierungsfeldstärke haben Steigungen von etwa 10^8 (Oe s) $^{-1}$ das heißt einen fast 100fach höheren Wert als bei Massivmaterial. Die einheitliche, „kohärente“ Drehung der Magnetisierung sowie ihr Pendeln um die Endlage konnten aus Messungen der Flußkomponente senkrecht zur Richtung des Ummagnetisierungsfeldes nachgewiesen werden.

1. Einleitung

Weichmagnetische Schichten, die vorzugsweise aus Permalloy (etwa 80% Ni, 20% Fe) bestehen und eine Dicke von $1000 \text{ \AA} = 10^{-5} \text{ cm}$ aufweisen, haben dank ihrer Geometrie kleine Entmagnetisierung in Schichtebene, aber große Entmagnetisierung senkrecht dazu. In Verbindung mit einer einachsigen magnetischen Vorzugsrichtung (Anisotropie), die beim Herstellungsprozeß — Metallverdampfung im Hochvakuum oder elektrolytisches Niederschlagen — aufgesetzt werden kann, ergeben sich folgende Eigenschaften der Schicht: Die Magnetisierung weist im allgemeinen bei homogenem äußerem Magnetfeld an allen Stellen der Schicht in die gleiche Richtung, ohne äußeres Magnetfeld genau in die genannte Vorzugsrichtung [1].

Umschaltzeiten von etwa 1 ns für einheitliche, „kohärente“ Drehung der Magnetisierung in solchen Schichten sind schon vor einiger Zeit vorausgesagt worden, gestützt auf Messungen der ferromagnetischen Resonanz [2, 3]. Die experimentellen Schwierigkeiten bei der Beobachtung der Umschaltvorgänge bestehen in der Hauptsache darin, daß sie wesentlich kürzer als die Auflösungszeiten handelsüblicher Meßgeräte sind. Oszillografen mit vorgeschalteten Kettenverstärkern und Wanderwellenoszillografen gestatteten die Messung von Schaltzeiten bis herab zu 10 ns [4], ja sogar bis 3 ns [5]. Selbst mit diesen kurzen Auflösungszeiten war es jedoch noch nicht möglich, die sehr schnellen Vorgänge im einzelnen zu untersuchen. Im folgenden wird über Messungen des Umschaltverhaltens von dünnen Schichten berichtet, die mit einer neuartigen Impulsmeßanlage unter Verwendung eines Impuls-Abtastoszillografen [6, 7] mit einer Zeitauflösung von 0,35 ns ausgeführt wurden.

2. Aufbau des Impulsmeßplatzes

Zur Beobachtung des im Zeitbereich von einer Nanosekunde ablaufenden Umschaltvorganges ist es erforderlich, ein impulsförmiges Magnetfeld — das Schaltfeld — in beträchtlich kürzerer Zeit in der Ebene der Schicht zu erzeugen. Zu diesem Zweck entläßt man ein koaxiales 50-Ohm-Kabel über ein koaxiales Quecksilberrelais und eine damit verbundene kurzgeschlossene Bandleitung, zwischen deren Platten die dünne magnetische Schicht liegt. Die am Kurzschluß reflektierte Welle bewirkt eine Verdopplung des Schaltfeldes in der Leitung im Vergleich zum angepaßten Fall. Die Anstiegszeit des Schaltfeldes ist kleiner als 0,35 ns.

Zwei gekreuzte Helmholtzspulenpaare erzeugen Vormagnetisierung- und Rückstellfelder in der Ebene der magnetischen Schicht. Sie dienen auch zur Kompensation des Erdfeldes. Die besondere Geometrie der dünnen Schicht erlaubt es, nicht nur die Komponente der Flußänderung in Richtung des Schaltfeldes zu messen, sondern auch die Komponente senkrecht dazu.

Die Meßschleife, die die longitudinale Flußkomponente umfaßt, das heißt die Komponente in Richtung des Schaltfeldes, besteht aus einem dünnen Draht, der oberhalb der Schicht in der Symmetrieachse der Bandleitung aufgespannt ist (Bild 1a). Die vom Luftfluß induzierte Spannung kompensiert man durch symmetrischen Abschluß des Meßdrahtes mit seinem Wellenwiderstand gegen die beiden Platten der Bandleitung. Der obengenannte Kurzschluß der

Bandleitung reduziert kapazitive Störungen der Meßschleife im Vergleich zum angepaßten Fall.

Zur Erfassung der transversalen Flußkomponente dient eine Drahtschleife, die senkrecht zur Symmetrieachse der Bandleitung und dicht über der Schicht verläuft. Ein Ende dieser Schleife kann, wie Bild 1b zeigt, mit einer der Platten der Bandleitung verbunden werden, da diese Meßschleife keinen Luftfluß umfaßt.

Die Schaltsignale werden mit einer Folgefrequenz von etwa 50 Hz erzeugt und über ein Breitbandkabel vom Typ „RG 19 U“ mit einer Verzögerungszeit von 140 ns dem Impuls-Abtastoszillografen zugeführt. Die Verzögerung ist notwendig, da der Abtastimpuls des Oszillografen gegenüber dem vom Signal abgeleiteten Auslöseimpuls eine unvermeidliche Verzögerung hat.

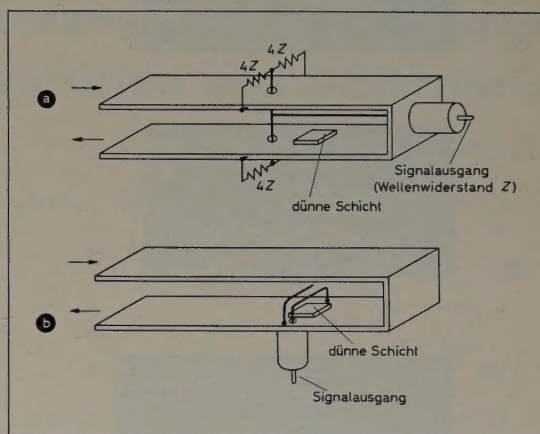


Bild 1. Bandleitung mit longitudinaler (a) und transversaler Meßschleife (b)

Neben der Frage der geforderten hohen Zeitauflösung ist die der Vermeidung oder Unterdrückung von Störungen die wichtigste, da von ihr die erreichbare Empfindlichkeit abhängt. Die Störungen werden durch das elektrische und das magnetische Feld des Schaltimpulses in die Meßschleife eingekoppelt, da diese stets Unsymmetrien aufweist. Die erste Maßnahme zur Störunterdrückung, nämlich das Kurzschließen der Bandleitung, wurde bereits erwähnt. Eine zweite besteht darin, vom gestörten Signal das reine Störsignal auf elektronischem Wege abzuführen. Das ist möglich, da der Hauptanteil der Störungen periodischer Natur ist. Gestörtes Signal und reines Störsignal werden abwechselnd erzeugt, indem bei jedem zweiten Schaltimpuls die magnetische Schicht durch ein starkes zusätzliches äußeres Feld vollständig gesättigt wird und somit nicht umschalten kann. Eine Speicherung der beiden vollständigen Signale ist nicht erforderlich, da der Abtastoszillograf eine Subtraktion Punkt für Punkt erlaubt [8].

Umschaltsignale von mehr als 10 ns Dauer wurden mit einem Breitband-Oszillografen Tektronix „517 A“ in Verbindung mit einem 300-Megahertz-Kettenverstärker Spencer Kennedy Laboratories „206“ gemessen. Die hier erreichte Empfindlichkeit ist besser als 2 mV/cm, während die für den Abtastoszillografen etwa 30 mV/cm ist, beides auf hinreichenden Störabstand bezogen.

3. Meßergebnisse und Diskussion

An einer größeren Anzahl von Permalloy-Schichten unterschiedlicher Dicke und Anisotropie-Feldstärke H_K wurde das Umschaltverhalten eingehend untersucht. Bei den meisten Versuchen wurde das Schaltfeld H_S parallel zur magnetischen Vorzugsrichtung angelegt, d.h. zur „leichten Richtung“ der Schicht. Durch ein gleichzeitig rechtwinklig dazu, also in der „harten Richtung“ der Schicht, wirkendes Gleichfeld H_T konnte die Magnetisierung um einen beliebigen Winkel aus ihrer

* Nach einem Vortrag, gehalten auf der Fifth Annual Conference on Magnetism and Magnetic Materials in Detroit, Mich., USA, am 18. November 1959

Ruhelage herausgedreht werden. Damit war der Winkel zwischen Magnetisierung und Richtung des Schaltfeldes wählbar. Nach jedem Schaltimpuls brachte ein Rückstellimpulsfeld die Magnetisierung in die Anfangslage zurück.

Die Bilder 2a bis 2e zeigen die longitudinale Komponente der Flußänderung als Funktion der Zeit einer typischen Schicht für wachsende Schaltfeldstärke H_S und konstantes Querfeld H_T . Diese Bilder wurden mit dem empfindlichen Oszillografen aufgenommen, der jedoch nur eine Zeitauflösung von etwa 7 ns hat. Bei kleinen Schaltfeldern war ein kurzer positiver Ausgangsimpuls zu Beginn des Schaltimpulses zu beobachten, ein gleicher negativer Ausgangsimpuls am Ende des

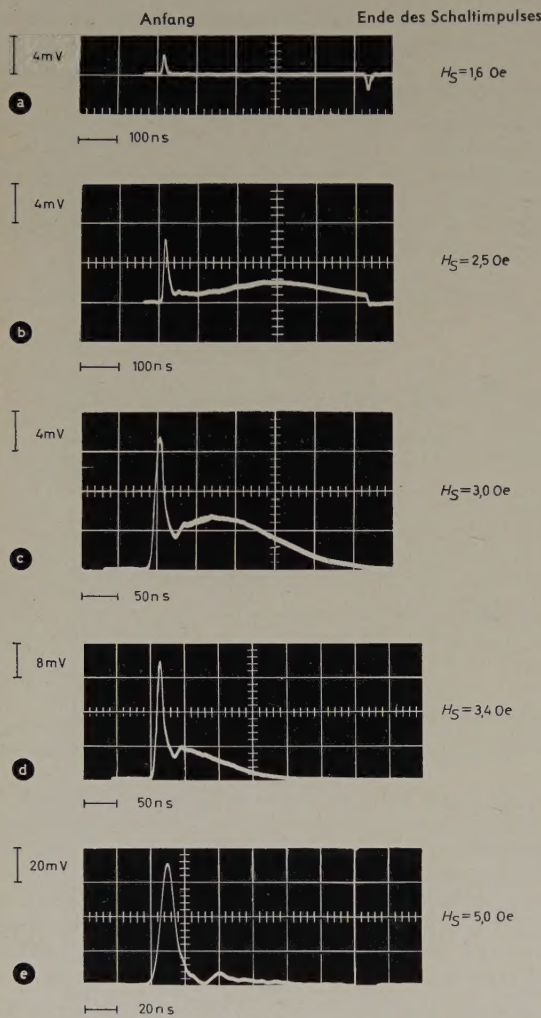


Bild 2. Longitudinales Umschaltensignal für konstantes Transversalfeld ($H_T = 0,5 \text{ Oe}$) und verschiedene Schaltfelder H_S , beobachtet mit dem Impulsmeßplatz mit 7 ns Zeitauflösung (Schicht Nr. 215 B_2 , 80/20 NiFe, 1500 Å, $H_C = 1,7 \text{ Oe}$, $H_K = 3,0 \text{ Oe}$)

Schaltimpulses. Diese beiden Ausgangsimpulse deuten auf eine reversible Drehung der Magnetisierung hin (Bild 2a). Übersteigt H_S die Blochwandkoerzitivkraft H_C , dann folgt dem ersten kurzen positiven Impuls ein wesentlich längerer zweiter Impuls, der auf irreversible Wandverschiebungsvorgänge zurückzuführen ist (Bild 2b). Bei weiterer Steigerung des Feldes H_S nimmt die Länge dieses zweiten Impulses stetig ab, seine Amplitude hingegen nimmt stetig zu (Bilder 2c bis 2e). Gleichzeitig wächst die Amplitude des ersten kurzen Impulses beträchtlich. Während offensichtlich ein immer größer werdender Teil der Schicht durch schnelles Drehen der Magnetisierung umschaltet, erfolgt die Ummagnetisierung im stets kleiner werdenden übrigen Teil noch durch irreversible Wandbewegung oder langsame inkohärente Drehung der Magnetisierung [9].

Diese Bilder zeigen deutlich, daß für irreversible Flußänderungen zwei Schaltzeiten definierbar sind, je nachdem, ob man den ersten oder den zweiten Teil des Ausgangssignals betrachtet. Das tritt noch stärker hervor, wenn man den ersten kurzen Impuls mit dem schnellen Abtastoszillografen mißt und dabei feststellt, daß dieser in den

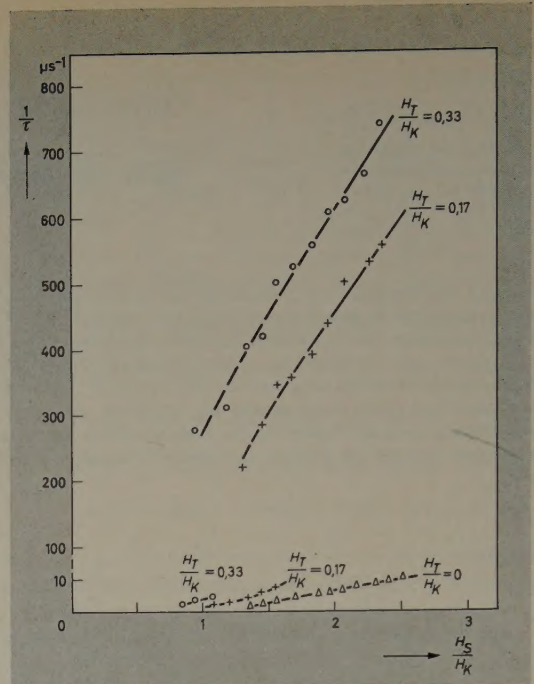


Bild 3. Reziproke Schaltzeit $1/\tau$ der Schicht Nr. 215 B_2 als Funktion des normierten Schaltfeldes H_S/H_K (man beachte die verschiedenen Maßstäbe für $1/\tau$)

Bildern 2a bis 2e keineswegs aufgelöst wurde, sondern vielmehr wesentlich kürzer und höher ist. Im Bild 3 ist die reziproke Schaltzeit $1/\tau$ als Funktion des normierten Schaltfeldes H_S/H_K aufgetragen, wobei τ als Zeitintervall zwischen zwei Werten des Signals definiert wurde, die 10% der Maximalamplitude ausmachen.

Infolge der relativ kleinen Empfindlichkeit des Abtastoszillografen ist der experimentelle Fehler bei der Messung der Schaltzeiten noch zu hoch, um den genauen Verlauf der $1/\tau$ -Kurven für schnelles Drehen in ihrem unteren Teil zu bestimmen. Nimmt man diese Kurven als Geraden an, dann erhält man Steigungen von ungefähr 10^8 (Oe s)^{-1} , das heißt einen etwa hundertmal so großen Wert wie bei Massivmaterial.

Die Verzögerungszeit zwischen dem Beginn des Schaltimpulses und dem Beginn des Umschaltensignals überstieg bei den Messungen in keinem Falle 1 ns. Die Verzögerung nimmt, wie erwartet, mit steigendem Schaltfeld H_S ab.

Bei genügend hohem Schaltfeld H_S und ausreichendem Winkel zwischen Anfangslage der Magnetisierung und Schaltfeld kann der Ummagnetisierungsvorgang in Form einer reinen kohärenten Drehung der Magnetisierung ablaufen [1]. Bei gleichzeitiger Messung der longitudinalen und transversalen Ausgangssignale gelingt es, festzustellen, ob eine solche reine Drehung vorliegt oder nicht. Ein Vergleich der in den Bildern 4a und 4b gezeigten longitudinalen und transversalen Ausgangssignale mit dem Modell für kohärente Drehung der Magnetisierung ergibt eindeutige Übereinstimmung. Gewisse Abweichungen bestehen lediglich noch hinsichtlich des Betrages der beobachteten Flußänderungen, was wahrscheinlich auf Abschirmeffekte der Bandleitung zurückzuführen ist.

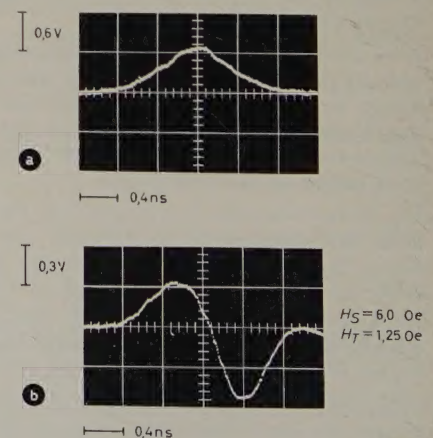
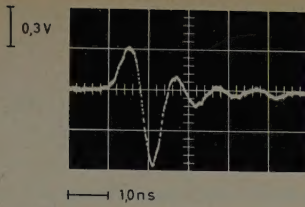


Bild 4. Longitudinales (a) und transversales (b) Umschaltensignal für kohärentes Drehen (Schicht Nr. 215 B_2)



$H_S = 6,0 \text{ Oe}$
 $H_T = 0,75 \text{ Oe}$

Bild 5. Transversales Umschalt-signal zeigt Schwingen der Magnetisierung um die Endlage (Schicht Nr. 138a, 80/20 NiFe, 1300 Å, $H_C = 1,75 \text{ Oe}$, $H_K = 2,5 \text{ Oe}$)

Bei einigen Schichten war ein deutliches Schwingen des Umschalt-signals zu beobachten (Bild 5). Dieses Schwingen kann als Erregung ferromagnetischer Resonanz durch den Schaltimpuls aufgefaßt werden. Die Frequenz dieser Schwingungen steigt — wie von der Theorie gefordert — mit wachsender Schaltfeldstärke. Der Dämpfungsparameter λ in der Landau-Lifshitz-Gleichung, die diese Vorgänge beschreibt [2], wurde durch Messungen der ferromagnetischen Resonanz bei 500 MHz bestimmt und gute Übereinstimmung mit dem aus dem Abklingen der oben erwähnten Schwingungen ermittelten Wert festgestellt.

K. H. KERBER

Beitrag zur Normierung von Schaltungen für die elektrische Integration und Differentiation

DK 621.372.5:517.22 + 517.31

Für eine Schaltung zur elektrischen Integration und Differentiation periodischer Vorgänge werden Hinweise zur Schaltungsnormierung gegeben, die es grundsätzlich gestatten, in einfacher Weise die Fehlabweichungen für Phasenlaufzeit und Vergrößerungsfunktion, das heißt die Integrations- und Differentiationsfehler, ziffernmäßig anzugeben. In diesem Zusammenhang beschreibt der Verfasser eine Röhrenschaltung mit Quasiresonanzeigenschaften und ihre Dimensionierungsgrundlagen für fehlerfreie Wirkungsweise, die bei $\eta > 1$ als Integrator und bei $\eta < 1$ als Differentiator arbeitet.

Es wurden kürzlich Schaltungsanordnungen zur Differentiation und Integration periodischer Vorgänge beschrieben, bei denen unter gewissen Dimensionierungsvoraussetzungen fehlerfreie Operationen innerhalb bestimmter Frequenzbereiche möglich scheinen [1]. Zur Abschätzung der Fehlabweichungen ist die Betrachtung nach Art

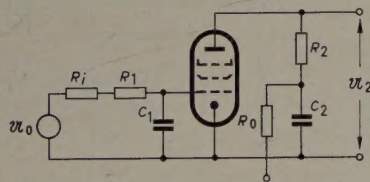


Bild 1. Integrierschaltung mit Übertragungsfunktion nach Gl. (5)

normierter Schaltungen ganz nützlich. Werden die harmonischen Frequenzen ω_k der Signalspannung u_0 durch die laufende Frequenz ω ersetzt, so ergibt die Rechnung für den Integrator nach Bild 1

$$u_2 \approx -\mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_a = -S u_0 \frac{1}{1 + j\omega C_1 (R_i + R_1)} \times \left(R_2 + \frac{R_0}{1 + j\omega C_2 R_0} \right) \approx \quad (1)$$

$$\approx -\frac{S u_0 R_2}{j\omega \tau_{11}^*} \cdot \frac{1 + \frac{1}{R_2/R_0 + j\omega \tau_{22}}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{11}^*}} \quad (2)$$

mit $\tau_{11}^* = C_1 (R_i + R_0)$ und $\tau_{22} = C_2 R_2$ und mit den Substitutionen

$$\tau_{20} = C_2 R_0; \quad \tau_{2g} = C_2 R_g; \quad R_g = \frac{R_2 R_0}{R_2 + R_0}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{\tau_{11}^* \tau_{20}} \quad (3)$$

Schrifttum

- [1] Proebster, W. E.: Dünne magnetische Schichten als Speicher- und Schaltkreiselemente. Elektron. Rechenanl. Bd. 1 (1959), S. 164–171
- [2] Smith, D. O.: Static and dynamic behaviour of permalloy films. J. appl. Phys. Bd. 29 (1958), S. 264–273
- [3] Gillette, P. R., u. Oshima, K.: Thin film magnetization reversal by coherent rotation. J. appl. Phys. Bd. 29 (1958), S. 1465
- [4] Olson, C. D., u. Pohm, A. V.: Flux reversal in thin films of 82% Ni, 18% Fe. J. appl. Phys. Bd. 29 (1958), S. 274–282
- [5] Smith, D. O., u. Weiss, G. P.: Steady-state and pulse measurement techniques for thin magnetic films in the vhf-uhf-range. J. appl. Phys. Bd. 29 (1958), S. 290 bis 291
- [6] Sugarman, R.: Sampling oscilloscope for statistically varying pulses. Rev. Sci. Instrum. Bd. 28 (1957), S. 933–938
- [7] Schlaeppli, H. P., u. Louis, H. P.: Ein „Sampling Oszillograph“ für $4 \cdot 10^{-10}$ sec Zeitauflösung. Helv. phys. Acta Bd. 32 (1959), S. 328–331
- [8] Dietrich, W., u. Proebster, W. E.: Millimicrosecond magnetization reversal in thin magnetic films. IBM J. Res. Dev. Bd. 3 (1959), S. 375–376
- [9] Humphrey, F. B., u. Gyorgy, E. M.: Flux reversal in soft ferromagnetics. J. appl. Phys. Bd. 30 (1959), S. 935–939

(eingegangen am 7. Januar 1960)

$$\tau_1 = \frac{\tau_{22}}{\frac{R_2}{R_0} + \frac{\tau_{22}}{\tau_{11}^*}}; \quad 2\eta\delta = \omega\tau_1; \quad \eta = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (4)$$

$$\frac{u_2}{u_0} = -\frac{S}{\omega\tau_{11}^*} \cdot \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2\tau_{2g}^2}}}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\eta^2}\right)^2 + \frac{1}{4\eta^2\delta^2}}} \times \left[\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{1}{\omega\tau_{2g}} - \arctan \frac{1}{2\eta\delta\left(1 - \frac{1}{\eta^2}\right)} \right] \times e \quad (5)$$

Für den Fall des Differentiators (Bild 2) errechnet sich

$$u_2 \approx -\mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_a = -S u_0 \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 (R_i + R_1)} \cdot (R_2 + j\omega L_2) \quad (6)$$

$$\approx -S u_0 j\omega \tau_{11} R_2 \frac{1 + j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_{11}^*} \quad (7)$$

$$\text{mit } \tau_2 = \frac{L_2}{R_2} \quad \text{und mit } \tau_{11}^* = C_1 (R_i + R_1) \quad (8)$$

$$\frac{u_2}{u_0} \approx -S \omega \tau_{11} R_2 \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{11}^{*2}}} \times e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \arctan \omega \tau_2 - \arctan \omega \tau_{11}^*\right)} \quad (9)$$

Bei der Integrationschaltung (Bild 1) ist es schaltungsmäßig schwierig, die Bedingungen für fehlerfreies Arbeiten

$$\tau_{11}^* = \tau_{22} \quad \text{und} \quad R_2/R_0 \ll \omega_1 C_2 \quad (10)$$

für die Grundfrequenz ω_1 gleichzeitig zu erfüllen, während bei der Differenzierschaltung (Bild 2) ohne weiteres $\tau_2 = \tau_{11}^*$ gewählt werden kann, solange die schädlichen Kapazitäten C_{s1} und C_{s2} ohne

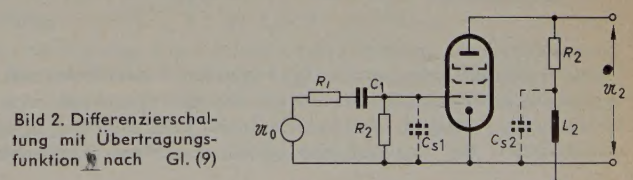


Bild 2. Differenzierschaltung mit Übertragungsfunktion nach Gl. (9)

Einfluß bleiben. Bei $R_2/R_0 \neq 0$ hat der Integrator grundsätzlich Quasiresonanz-Verhalten.

Sowohl beim Differentiator als auch beim Integrator heben sich die Fehlwinkelanteile gegenseitig auf, während bei $\eta = \omega/\omega_0 \rightarrow 0$ und $\omega \tau_2 \rightarrow \infty$ das Integrationsverhalten verlorengeht. Unter Verwendung der Normierungsfunktionen für die Vergrößerungsfunktion $V(\eta)$ oder für die normierte Phasenlaufzeit τ_p^*

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \tau)^2}}} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \eta^2}} \\ \tau_p^* &= \frac{\tau_p}{\tau_0} = \frac{1}{\eta} \arctan \frac{1}{\eta} \\ \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 \tau_1 \tau_2}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 (\tau_1 + \tau_2)^2}}} &= \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\eta^2}\right)^2 + \frac{1}{4 \eta^2 \delta^2}}} \\ \tau_p^* &= \frac{\tau_p}{\tau_0} = \frac{1}{2 \pi \eta} \arctan \frac{1}{2 \eta \delta \left(1 - \frac{1}{\eta^2}\right)} \end{aligned} \quad (11)$$

lassen sich die Fehlabweichungen, das heißt die Integrations- und Differentiationsfehler, einfach ermitteln.

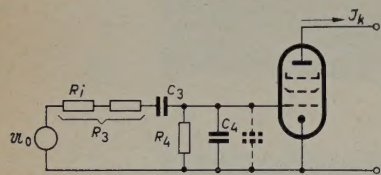


Bild 3. Verzerrungsfrei dimensionierfähige Quasiresonanz-Schaltung mit Differenzier-Verhalten gemäß Übertragungsfunktion nach Gl. (15) beziehungsweise Integrations-Verhalten nach Gl. (18)

In diesem Zusammenhang verdient auch die Schaltung nach Bild 3 mit Quasiresonanz-Eigenschaften bezüglich ihrer Formwandlungseigenschaften im Sinne einer elektrischen Differentiation oder Integration eine nähere Betrachtung.

Bei Stromlosigkeit des Steuergitters erhält man für das Verhältnis von Kurzschlußstrom zu Eingangsspannung ($\Re_k \rightarrow 0$)

$$\begin{aligned} \Re(\omega) &= \frac{\Re_k}{U_0} = S \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{j \omega C_3} + \frac{R_4}{1 + j \omega C_4 R_4}} \\ &= \frac{j \omega \tau_{34}}{1 - \omega^2 \tau_{33} \tau_{44} + j \omega (\tau_{33} + \tau_{34} + \tau_{44})} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{mit } C_3 R_3 = \tau_{33}; C_3 R_4 = \tau_{34}; C_4 R_4 = \tau_{44} \quad (13)$$

Daraus folgt mit den bekannten Substitutionen der Schwingungskunde

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_{33} \tau_{44}}; \eta_1 = \frac{\omega}{\omega_1} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} 2 \eta_1 \delta_1 &= \omega (\tau_{33} + \tau_{34} + \tau_{44}) \\ \Re(\eta_1) &= S \omega \tau_{34} \frac{e^{j \left(\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{2 \eta_1 \delta_1}{1 - \eta_1^2} \right)}}{\sqrt{(1 - \eta_1^2)^2 + 4 \eta_1^2 \delta_1^2}} \\ &= S \omega \tau_{34} \cdot V(\eta_1) \cdot e^{j \left[\frac{\pi}{2} - \varepsilon(\eta_1) \right]} \end{aligned} \quad (15)$$

Hierin bedeuten $V(\eta_1)$ und $\varepsilon(\eta_1)$ Vergrößerungsfunktion und Fehlwinkel der Übertragungsfunktion [2]. Solange $\eta_1 < 1$ ist, liegt differenzierendes Verhalten vor. Innerhalb des Intervalls $0 < \eta_1 < 1$ ist grundsätzlich die Dimensionierung für fehlerfreie Differentiation

möglich. Sobald jedoch $\eta_1 > 1$ wird, ändert der Kreis seine Eigenschaften. Das wird bei der folgenden Schreibweise deutlich.

$$\Re(\omega) = \frac{S}{j \omega \tau_{34}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 \tau_{33} \tau_{44}} + \frac{1}{j \omega \left(\frac{1}{\tau_{33}} + \frac{1}{\tau_{34}} + \frac{1}{\tau_{44}} \right)}} \quad (16)$$

Mit den Substitutionen

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{1}{\tau_{33} \tau_{44}}; \eta_2 = \frac{\omega}{\omega_0}; 2 \eta_2 \delta_2 = \omega \tau_2; \\ \frac{1}{\tau} &= \frac{1}{\tau_{33}} + \frac{1}{\tau_{34}} + \frac{1}{\tau_{44}} \end{aligned} \quad (17)$$

folgt hieraus

$$\Re(\eta_2) = \frac{S}{\omega \tau_{34}} \cdot \frac{e^{-j \left(\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{1}{2 \eta_2 \delta_2 \left(1 - \frac{1}{\eta_2^2} \right)} \right)}}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\eta_2^2} \right)^2 + \frac{1}{4 \eta_2^2 \delta_2^2}}} \quad (18)$$

$V(\eta_2)$ und $\varepsilon(\eta_2)$ bezeichnen analog Vergrößerungsfunktion und Fehlwinkel der Schaltung im Bild 3 für $\eta_2 > 1$. Der Verlauf der Vergröße-

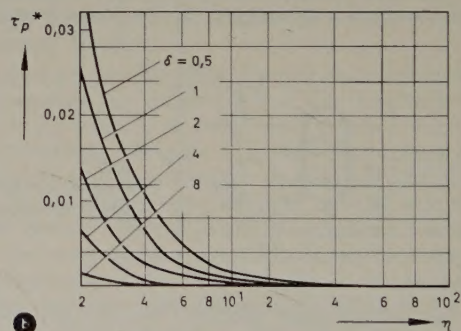
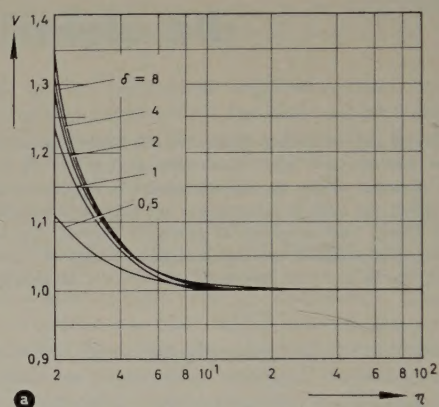


Bild 4. Vergrößerungsfunktion (a) und normierte Phasenlaufzeit (b) der Schaltung nach Bild 3 für Integration

rungsfunktion und der Verlauf der normierten Phasenlaufzeit für Integrationsverhalten sind im Bild 4 zu sehen. Man erkennt, daß fehlerfreie Integration bezüglich Amplituden- und Phasenfehler für die Dämpfungswerte $\delta_2 = 0,5 \dots 8$ erst für $\eta_2 > 6 \dots 8$ eintritt.

Eine Tabellierung der Vergrößerungsfunktion $V(\eta_1)$ und der Laufzeitfunktion $\tau_p^*(\eta_1)$ von Gl. (15) für Differenzier-Verhalten zeigt verzerrungsfreie Differentiation bei $0 > \eta_1 > 1$ für $1/2 < \delta_1 < 1/3$.

Schrifttum

- [1] Berger, W., Hövelmann, F., u. Kössler, H.-J.: Eine Schaltung zur elektrischen Integration und Differentiation periodischer Vorgänge. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 9, S. 336–338
- [2] Kerber, K. H.: Röhrenschaltungen mit normierter Übertragungsfunktion zur verzerrungsfreien elektrischen Differentiation. Frequenz Bd. 13 (1959) Nr. 7, S. 203–210

(eingegangen am 3. Dezember 1959)

In diesem Aufsatz werden Schaltungen zur Konstanthaltung einer Gleichspannung behandelt, die auf der Verwendung von Zenerdioden und Transistoren basieren. Der Verfasser beschreibt die Serienstabilisierungsschaltung mit Transistoren näher und gibt Hinweise für ihre Dimensionierung. Die Ergebnisse, die sich mit solch einer Schaltung erreichen lassen, werden an Hand eines ausgeführten Gerätes und den daran gemessenen Werten dargelegt.

1. Aufgaben und Anwendungsgebiete von transistorstabilisierten Netzgeräten

Die Aufgabe dieser Geräte besteht darin, eine konstante, von Netzspannungsschwankungen und Belastungsänderungen unabhängige Gleichspannung zu erzeugen. Mit dem Aufkommen der Transistortechnik wurde es notwendig, hierfür stabilisierte Spannungsquellen zu schaffen. Zur Versorgung von Transistorschaltungen sind im allgemeinen Spannungen von 6...24 V und Ströme bis zu mehreren Ampere notwendig. Eine Stabilisierung solcher Spannungen und Ströme ist bei Röhrenschaltungen nur mit großem Aufwand möglich, der bei Transistorschaltungen das normale Maß aber nicht überschreitet. Überhaupt sind transistorstabilisierte Netzgeräte überall dort von Vorteil, wo kleine Spannungen (< 60 V) und hohe Ströme (einige Ampere) verlangt werden, beispielsweise zur Heizung von Röhren und als Ersatz für Batterien.

Ein weiteres großes Anwendungsgebiet transistorisierter Geräte ist die industrielle Elektronik, in der die transistorstabilisierten Netzgeräte besonders wegen ihrer hohen Lebensdauer Verwendung finden.

2. Grundprinzipien stabilisierter Netzgeräte

2.1 Stabilisierung mit Zenerdioden

Eine stabilisierte Gleichspannung läßt sich am einfachsten mit Hilfe von Zenerdioden erreichen. In ihrer Wirkungsweise ist eine Zenerdiode mit einem Glimmstreckenstabilisator zu vergleichen. Im Bild 1 ist eine Schaltung zur Erzeugung einer stabilisierten Spannung wiedergegeben. Die Dimensionierung erfolgt nach den gleichen Richtlinien, wie sie für Glimmstreckenstabilisierung üblich sind.

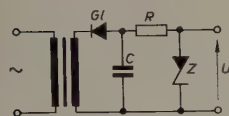


Bild 1. Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode

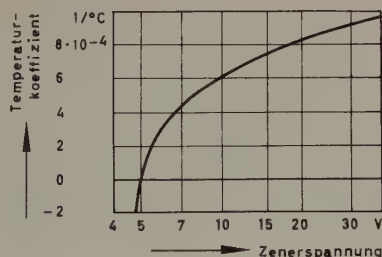


Bild 3. Temperaturkoeffizient als Funktion der Zenerspannung

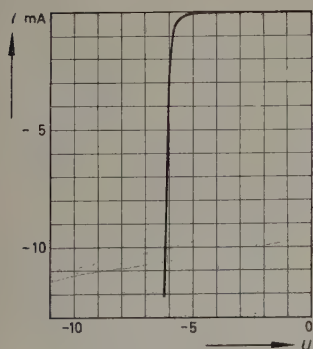


Bild 2. Kennlinie der Zenerdiode OA 126/6

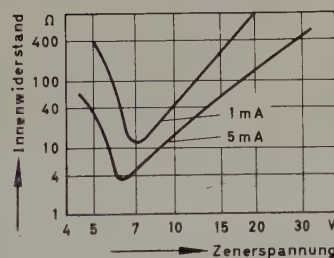


Bild 4. Innenwiderstand als Funktion der Zenerspannung

Zenerdioden sind Siliziumdioden, die in Sperrichtung oberhalb ihrer Durchbruchspannung betrieben werden (Bild 2). Die Höhe der Durchbruchspannung ist von dem verwendeten Reinheitsgrad des Siliziums abhängig. Die zur Zeit erhältlichen Zenerdioden haben Durchbruchspannungen von 4...40 V und Verlustleistungen von 0,2...5 W.

Die für die Güte der Stabilisierung wichtigen Größen der Zenerdioden, wie Temperaturkoeffizient und Innenwiderstand, weisen eine starke Abhängigkeit von der Zenerspannung auf, wie aus den Bildern 3 und 4 zu ersehen ist. Die günstigsten Werte in bezug auf Temperaturkoeffizient und Innenwiderstand liefern Dioden mit Zenerspannungen von 5...7 V. Im Hinblick auf eine gute Stabilisierung sollte man immer Zenerdioden mit diesen Spannungen verwenden. Für Spannungen über 7 V lassen sich mehrere Zenerdioden hintereinanderschalten. Eine Kette von Zenerdioden mit kleiner Spannung liefert bessere Ergebnisse als eine einzelne Zenerdiode mit der entsprechenden hohen Spannung, wenn man von wirtschaftlichen Gesichtspunkten absieht.

Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden zeichnen sich durch ihre Einfachheit aus, sie haben jedoch mehrere Nachteile, die im folgenden aufgeführt werden:

- 1) Die stabilisierte Spannung ist nicht regelbar, sondern hat einen konstanten Wert, nämlich die Zenerspannung der verwendeten Zenerdiode.
- 2) Die Zenerspannungen verschiedener Zenerdioden gleichen Typs streuen sehr stark; sie weichen bis zu $\pm 10\%$ voneinander ab.
- 3) Extreme Konstanz der stabilisierten Ausgangsspannung läßt sich nur mit Zenerdioden kleiner Leistung (250 mW) erreichen.
- 4) Die höchste Verlustleistung der zur Zeit lieferbaren Zenerdioden liegt bei 5 W, und deshalb ist die Leistungsfähigkeit der damit ausgerüsteten Geräte begrenzt.

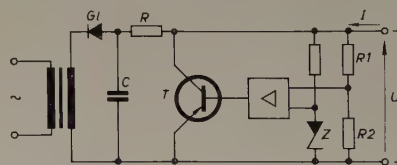


Bild 5. Parallelstabilisierungsschaltung

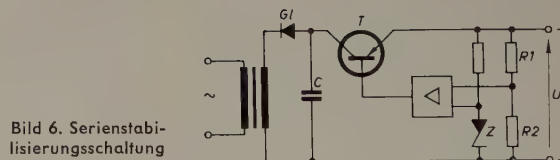


Bild 6. Serienstabilisierungsschaltung

2.2 Parallel- und serienstabilisierte Geräte

Um die genannten Nachteile zu vermeiden, wendet man Regelschaltungen an, wie sie im Prinzip in den Bildern 5 und 6 zu sehen sind. In beiden Schaltungen arbeitet der Transistor T als veränderbarer Widerstand, der von einem Verstärker, der die entstehende Regelabweichung verstärkt, gesteuert wird. Die Regelabweichung entsteht als Differenz aus der Spannung der Zenerdiode Z (Sollwert) und der durch den Spannungsteiler $R1, R2$ geteilten Ausgangsspannung U (Istwert).

Durch Verändern des Spannungsteilers $R1, R2$ läßt sich die Ausgangsspannung U ändern. Ihre Genauigkeit wird im wesentlichen durch die Genauigkeit der Spannung der Zenerdiode sowie durch die Verstärkung und die Konstanz des Verstärkers bestimmt.

Die der Schaltung entnehmbare Leistung hängt von der maximalen Verlustleistung des Transistors T ab. Die Schaltung nach Bild 6 hat einen besseren Wirkungsgrad und wird aus diesem Grunde am meisten angewendet.

3. Definition der charakteristischen Größen einer Stabilisierungsschaltung

Bei der Beurteilung eines transistorstabilisierten Netzgerätes sind neben der gelieferten Spannung und dem maximal entnehmbaren Strom noch drei weitere Größen, die über die Güte der Stabilisierung Auskunft geben, von besonderer Wichtigkeit: Stabilisierungsfaktor, Innenwiderstand und Temperaturkoeffizient.

Die stabilisierte Ausgangsspannung U ist eine Funktion von drei unabhängigen Variablen (Eingangsspannung U_e , Strom I und Temperatur T).

$$U = f(U_e, I, T)$$

Das vollständige Differential, das die Änderung der Ausgangsspannung U infolge Änderung einer oder mehrerer der unabhängigen Variablen angibt, lautet

$$dU = \frac{\partial U}{\partial U_e} dU_e + \frac{\partial U}{\partial I} dI + \frac{\partial U}{\partial T} dT \quad (1)$$

Mit Hilfe der Gl. (1) lassen sich Stabilisierungsfaktor, Innenwiderstand und Temperaturkoeffizient wie folgt definieren:

3.1 Stabilisierungsfaktor

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{\partial U}{\partial U_e} = \frac{dU}{dU_e} \quad \left| \quad I = \text{const}, T = \text{const} \right. \quad (2)$$

Nach Gl. (2) ist der Stabilisierungsfaktor ein Maß für die Änderung der stabilisierten Spannung U infolge Änderung der Eingangsspannung U_e . In Firmendruckschriften ist es üblich, eine etwas modifizierte Form von σ anzugeben, nämlich das Verhältnis dU/U bei einer zehnprozentigen Änderung der Eingangsspannung.

3.2 Innenwiderstand

$$R_i = \frac{\partial U}{\partial I} = \frac{dU}{dI} \quad \left| \quad U_e = \text{const}, T = \text{const} \right. \quad (3)$$

Gl. (3) gibt die Definition des Innenwiderstandes, wie sie auch für Generatoren, Akkumulatoren usw. üblich ist.

3.3 Temperaturkoeffizient

$$c_T = \frac{\frac{\partial U}{\partial T}}{\frac{U}{U}} = \frac{dU}{dT} \quad \left| \quad U_e = \text{const}, I = \text{const} \right. \quad (4)$$

Der Temperaturkoeffizient gibt die prozentuale Änderung der Ausgangsspannung U je °C an.

Setzt man die Definitionsgl. (2), (3) und (4) in Gl. (1) ein und geht von den Differentialen zu den Differenzen über, dann erhält man für die Änderung der Ausgangsspannung

$$\Delta U = \frac{1}{\sigma} \Delta U_e + R_i \Delta I + c_T U \Delta T \quad (5)$$

4. Rechnerische Behandlung einer Stabilisierungsschaltung

Die im Bild 7 angegebene Schaltung gleicht in ihrem Prinzip der Schaltung eines serienstabilisierten Gerätes nach Bild 6.

Die Wirkungsweise der Schaltung sei hier noch einmal kurz zusammengefaßt. Die stabilisierte Ausgangsspannung U wird durch einen Spannungsteiler R_1, R_2 geteilt. Die so gewonnene Teilspannung U'/n wird mit der Spannung U_{Z1} der Zenerdiode $Z1$ verglichen. Die so entstehende Regelabweichung u_V liegt als Steuerspannung zwischen Basis und Emitter des Transistors T_2 , wird von diesem verstärkt und erscheint als verstärkte Spannung U_V an dem Arbeitswiderstand R . Der als veränderbarer Widerstand arbeitende Transistor T_1 wird von der Spannung U_V gesteuert. Steigt zum Beispiel die Ausgangsspan-

nung U infolge einer Lastverringernng an, dann vergrößert sich die Spannung U'/n und damit auch die Regelabweichung u_V . Der Transistor T_2 zieht mehr Kollektorstrom, und der Spannungsabfall U_V am Widerstand R erhöht sich. Eine Vergrößerung von U_V bewirkt eine Verkleinerung der Spannung $I R_E$, der Steuerspannung des Serientransistors T_1 , der infolgedessen weniger leitend wird, und U sinkt ab.

Zur Abschätzung der Stabilisierungswirkung und Bestimmung der sie charakterisierenden Größen möge die nachfolgende kurze Rechnung dienen.

Unter der Voraussetzung, daß $I_E \approx I$, erhält man mit den Kirchhoffschen Gesetzen

$$\begin{aligned} U_{Z1} + u_V - \frac{U'}{n} + I R_f &= 0 \\ U' - U - I R_f &= 0 \\ U_{Z2} - U_V - I R_E &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Darin ist

$$\begin{aligned} n &= 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad \text{das Teilverhältnis des Spannungsteilers } R_1, R_2 \\ &\quad \text{(Basisstrom von } T_2 \ll \text{Teilerstrom) und} \\ R_E &= \frac{\partial U_{EB}}{\partial I} \quad \text{der Eingangswiderstand von } T_1 \text{ in Basisschaltung.} \end{aligned}$$

Führt man noch die Spannungsverstärkung V_U des Transistors T_2 ein, dann erhält man aus Gl. (6)

$$U = n U_{Z1} + \frac{n U_{Z2}}{V_U} - I \left[\frac{n R_E}{V_U} - R_f (n - 1) \right] \quad (7)$$

Berücksichtigt man ferner die Änderung der Zenerspannung U_{Z2} infolge Änderung der Speisespannung $U_1 - I R^*$, so erhält man

$$U_{Z2} = U_{Z2}' + \frac{r'}{R'} (U_1 - I R^*),$$

worin R^* der Innenwiderstand der Hilfsspannungsquelle U_1 in bezug auf den Laststrom I , r' der Innenwiderstand und U_{Z2}' die EMK der Zenerdiode $Z2$ ist.

Nach Einsetzen in Gl. (7) ergibt sich

$$\begin{aligned} U &= n U_{Z1} + \frac{n U_{Z2}'}{V_U} + U_1 \frac{n r'}{R' V_U} - \\ &- I \left[\frac{n R_E}{V_U} + \frac{n R^* r'}{R' V_U} - R_f (n - 1) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

Diese Gleichung gibt in erster Näherung die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U von der Speisespannung U_e beziehungsweise von der Hilfsspannung U_1 und dem Laststrom I an. Unter Verwendung der Gl. (2) und (3) erhält man aus Gl. (8)

$$\sigma = \frac{R' V_U}{n r'}; \quad R_i = \frac{n R_E}{V_U} + \frac{n R^* r'}{R' V_U} - R_f (n - 1) \quad (9)$$

Der Stabilisierungsfaktor ist hierbei nicht, wie in Gl. (2) angegeben, auf die Speisespannung U_e bezogen, sondern auf die Hilfsspannung U_1 . Da beide Spannungen aus demselben Netz gewonnen werden, weisen sie auch die gleichen prozentualen Änderungen auf.

Wie aus Gl. (9) ersichtlich, kann der Stabilisierungsfaktor durch Verbessern der Stabilisierungswirkung der Zenerdiode $Z2$ (Kaskadenschaltung von zwei Zenerdioden) und Erhöhen der Verstärkung V_U (mehrstufiger Verstärker) groß gemacht werden. Eine Grenze nach oben ist dadurch gegeben, daß der Innenwiderstand des Serientransistors T_1 nicht, wie hier angenommen, unendlich groß ist. Mit Hilfe des Widerstandes R_f ist es möglich, den Innenwiderstand R_i zu Null zu machen. Diese Möglichkeit besteht jedoch nur für eine bestimmte Ausgangsspannung U , das heißt für ein bestimmtes Teilverhältnis n . Für Geräte mit veränderbarer Ausgangsspannung müßte entweder der Widerstand R_f umgeschaltet oder ein gewisser positiver oder negativer Innenwiderstand in Kauf genommen werden. Eine Erhöhung der Verstärkung wirkt sich ebenso günstig auf den Innenwiderstand wie auch auf den Stabilisierungsfaktor aus.

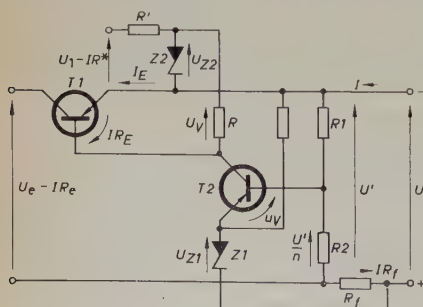


Bild 7. Grundschriftung einer Serienstabilisierung

Die obenstehenden Ausführungen zeigen, daß es möglich ist, Stabilisierungsfaktoren $\sigma \approx 10^5$ und Innenwiderstände $R_i \approx 0$ zu realisieren. Dabei wurde jedoch ein entscheidender Faktor aller mit Transistoren und anderen Halbleiter-Bauelementen bestückten Geräte außer acht gelassen, nämlich der Temperaturkoeffizient. Nach Gl. (5) setzt sich die Schwankung ΔU der Ausgangsspannung aus drei Anteilen zusammen, von denen die ersten beiden durch σ und R_i und der letzte durch c_T charakterisiert werden.

Betrachtet man Gl. (8), so erkennt man, daß die Größen U_{Z1} , U_{Z2} , V_U , R_E und r' den Temperaturgang der Ausgangsspannung U bestimmen, denn das sind Größen, die von Zenerdioden und Transistoren abhängig sind.

Besonders kritisch sind die Änderungen der Größen U_{Z1} und V_U , das heißt die Temperaturgänge der Referenz-Zenerdiode $Z1$ und des Transistors $T2$. Beide Größen liegen an der Soll-Istwert-Vergleichsstelle, und ihre Änderungen wirken sich, um den Teilerfaktor n des Spannungsteilers $R1$, $R2$ verstärkt, auf die Ausgangsspannung U aus. Die Schaltung nach Bild 7 ist bei richtiger Dimensionierung bereits zu einem gewissen Teil temperaturkompensiert. Bei Temperaturerhöhung steigen sowohl die Zenerspannung, sofern eine Zenerdiode mit einer Zenerspannung > 5 V verwendet wird (Bild 3), als auch der

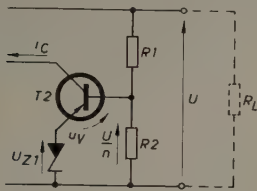


Bild 8. Zur Abschätzung des Temperaturverhaltens

berst sich infolge Erhöhung der Zenerspannung U_{Z1} , und der zweite Term $n \cdot U_{Z2}/V_U$ verkleinert sich infolge Erhöhung der Verstärkung V_U . Die Summe beider bleibt aber annähernd konstant und damit auch U .

Um einige Hinweise für die Dimensionierung der Schaltung nach Bild 7 zu geben, sei anschließend eine grobe Abschätzung des Temperaturverhaltens gezeigt.

Nach Bild 8 gilt (s. auch Gl. (6))

$$u_V = \frac{U}{n} - U_{Z1} \quad \text{und} \quad i_C = \frac{-\alpha u_V - I_{C0}(R_B + r_B + r_E + r)}{r + r_E + (R_B + r_B)(1 - \alpha)} \quad (10)^*$$

Darin sind r_E , r_B und α Transistorparameter, I_{C0} Kollektorreststrom für $I_E = 0$, R_B äußerer Basiswiderstand $R2 \parallel R1$, r dynamischer Widerstand der Referenz-Zenerdiode.

Unter der Voraussetzung, daß sich nur U_{Z1} und I_{C0} mit der Temperatur ändern, folgt aus den Gl. (6) und (10)

$$i_C = \frac{\alpha(U_{Z1} - U/n) - I_{C0}(R_B + r_B + r_E + r) + \alpha \Delta U_{Z1} - \Delta I_{C0}(R_B + r_B + r_E + r)}{r + r_E + (R_B + r_B)(1 - \alpha)}$$

Wenn

$$\alpha \Delta U_{Z1} - \Delta I_{C0}(R_B + r_B + r_E + r) = 0 \quad (11)$$

gilt, dann wird der Kollektorstrom i_C unabhängig von den temperaturabhängigen Größen U_{Z1} und I_{C0} . Bei Verwendung einer 6-Volt-Zenerdiode und eines Ge-Transistors (z.B. OC 604) ergeben sich für die numerische Auswertung der Gl. (11) die folgenden Zahlenwerte:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{Z1} &= c_T U_{Z1} \Delta T \approx 3 \cdot 10^{-4} \cdot 6 \cdot 20 = 36 \text{ mV}, \\ \Delta I_{C0} &\approx 20 \text{ } \mu\text{A}, \\ \alpha &\approx 1 \text{ und} \\ R_B + r_B + r_E + r &\approx 1 \text{ k}\Omega \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \Delta T &= 20^\circ \text{C} \\ (T &= 25^\circ \dots 45^\circ \text{C}) \end{aligned}$$

*) nach Hunter, L. P.: Handbook of Semiconductor Electronics, Kap. 13-5. New York, McGraw Hill

Setzt man diese Werte in Gl. (11) ein, dann erkennt man, daß beide Terme von gleicher Größenordnung sind und Gl. (11) angenähert erfüllen.

$$\alpha \Delta U_{Z1} \approx 36 \text{ mV} \quad \text{und} \quad \Delta I_{C0}(R_B + r_B + r_E + r) \approx 20 \text{ mV}$$

Es sei noch einmal hervorgehoben, daß es mit Hilfe der Gl. (11) nicht möglich ist, den Temperaturkoeffizienten zu berechnen; dazu müßte man von Gl. (8) ausgehen und dort sämtliche Temperaturabhängigkeiten einführen.

Anschließend sollen noch einige Hinweise für die Dimensionierung einer Schaltung nach Bild 7 gegeben werden.

- 1) Richtige Auswahl von Referenz-Zenerdiode $Z1$, Verstärktransistor $T2$ und Teilerwiderstand $R2$ in bezug auf einen günstigen Temperaturkoeffizienten (Gl. (11), wobei $R2$ klein gegen den Eingangswiderstand von $T2$ ist).
- 2) Dimensionierung des Spannungsteilers $R1$, $R2$ gemäß Gl. (8), wobei die in erster und zweiter Ordnung kleinen Größen vernachlässigbar sind, so daß Gl. (8) in

$$U = n U_{Z1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{Z1}$$

übergeht.

- 3) Der Widerstand R_f wird am besten experimentell bestimmt. Dazu mißt man den Innenwiderstand R_i für $R_f = 0$ und berechnet anschließend mit Gl. (8) den Wert für R_f .

$$R_f(n - 1) = R_i$$

- 4) Um eine hohe Verstärkung V_U zu erreichen, soll der Kollektorstrom von $T2$ groß gegen den erforderlichen Basisstrom des Serientransistors $T1$ sein, das heißt $I_{C2} \gg I_{B1}$. Bei Entnahme größerer Ströme (> 100 mA) sind dem Transistor $T1$ noch eine oder mehrere Stufen in Kollektorschaltung vorzuschalten, die eine entsprechende Stromverstärkung mit sich bringen.
- 5) Die Eingangsspannung U_e ist so zu wählen, daß

$$U_{e \text{ min}} - I_{\text{max}} R_e > U$$

- 6) Die Verlustleistung P_{max} des Serientransistors $T1$ darf nicht überschritten werden

$$(U_{e \text{ max}} - I_{\text{max}} R_e - U) I_{\text{max}} < P_{\text{max}}$$

Der Wert P_{max} hängt von dem verwendeten Transistortyp, dem Kühlkörper und der maximal zulässigen Umgebungstemperatur ab.

- 7) Bei Entlastung des Gerätes ($I = 0$) darf die maximal zulässige Kollektorspannung des Serientransistors nicht überschritten werden.

$$U_{e \text{ max}} - U < U_{CE \text{ max}}$$

5. Beschreibung eines ausgeführten Gerätes für 7...30 V, 0,3 A

Die Schaltung des Gerätes ist im Bild 9 wiedergegeben. Sie beruht im Prinzip auf der Schaltung nach Bild 7. Die entnehmbare Gleichspannung ist im Bereich von 7...30 V stetig einstellbar. Über die

Widerstände $R19 \dots R22$ und den Schalter $S2$ wird die Spannung grob in Stufen von etwa 5 V umgeschaltet. Die Zwischenwerte lassen sich mit dem Drehwiderstand $R8$ einstellen. Um Streuungen der Zenerdiode $Z5$ auszugleichen, kann dem Widerstand $R6$ ein Abgleichwiderstand $R7$ parallelgeschaltet werden. Gleichzeitig werden mit dem Grobschalter $S2$ die Transformatorspannungen und die Vorwiderstände für $Z5$ umgeschaltet und dadurch die Leistungsgrenzen für $T1$ und $Z5$ eingehalten. Die Hilfsspannung U_1 ist aus der Transformatorspannung durch Spannungsverdopplung zu gewinnen. Die Verdopplerschaltung besteht aus den beiden Dioden $Gl2$ und $Gl3$ sowie den Elektrolytkondensatoren $C2$ und $C3$.

Um das Gerät gegen Überlastungen und Kurzschlüsse zu sichern, enthält es eine Strombegrenzerschaltung und einen Überstromschalter. Die Strombegrenzung besteht aus dem Transistor $T4$, der Diode $Gl6$ und den Widerständen $R1$ und $R9 \dots R13$. Mit den Widerständen $R9 \dots R13$ wird ein konstanter Strom (~ 15 mA) erzwungen.

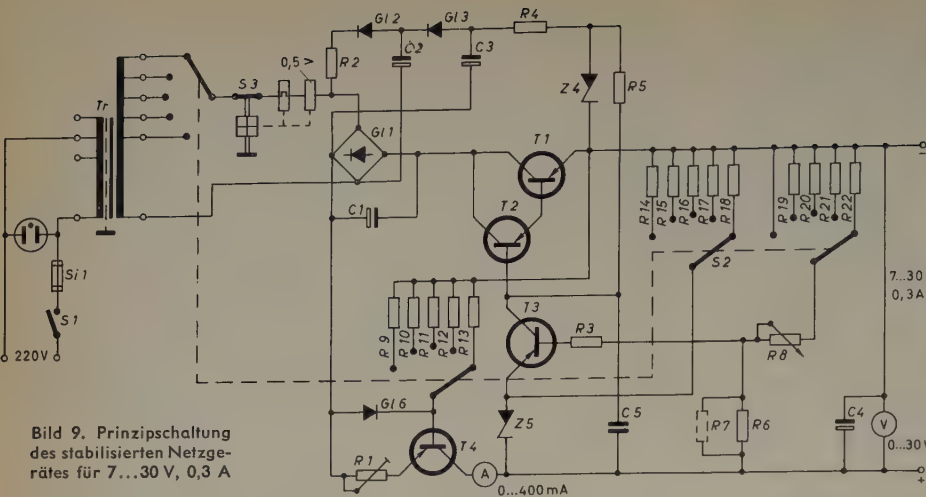


Bild 9. Prinzipschaltung des stabilisierten Netzgerätes für 7...30 V, 0,3 A



Bild 11. Frontansicht des Netzgerätes

Dieser Strom teilt sich in den Strom der Diode $Gl\ 6$ und den Basisstrom des Transistors $T\ 4$ auf. Wird dem Gerät kein Strom entnommen, so entsteht an $R\ 1$ kein Spannungsabfall, und fast der gesamte Strom fließt, bedingt durch den höheren Durchlaßwiderstand der Si-Diode $Gl\ 6$, in den Transistor $T\ 4$. $T\ 4$ ist damit übersteuert und leitet und daher mit einem Schalter im geschlossenen Zustand zu vergleichen ($U_{CE} < 1\ V$). Bei steigender Belastung nimmt der Spannungsabfall an $R\ 1$ zu, der Basisstrom von $T\ 4$ sinkt, und der Strom durch $Gl\ 6$ nimmt entsprechend zu. Bei Erreichen eines bestimmten, durch $R\ 1$ wählbaren Laststroms I_0 ist der Basisstrom genau so groß, wie er zur Führung dieses Laststroms notwendig wäre. Wird das Gerät noch stärker belastet, im Extremfall bis zum Kurzschluß, dann steigt der Strom nicht mehr an, sondern hält sich auf dem Wert des eingestellten Begrenzerstroms I_0 ; die Kollektorspannung U_{CE} steigt an und erreicht im Kurzschlußfall den Wert der Speisespannung (Spannung am Ladekondensator $C\ 1$). Die dabei entstehende Verlustleistung muß von dem Begrenzungstransistor $T\ 4$ aufgenommen und abgeführt werden. Um den Kühlaufwand für diesen Transistor in Grenzen zu halten, wurde zusätzlich ein Fernmeldesicherungsschalter $S\ 3$ mit Bimetallauslöser eingefügt, der das Gerät nach 0,5...1 min abschaltet, sofern der äußere Kurzschluß nicht schon vorher aufgehoben worden ist.

Der Widerstand R_f zur Verringerung des Innenwiderstandes wurde in das Gerät nicht eingebaut. Dazu wären eine weitere Schalterebene und zusätzliche Abgleicharbeit nötig ($R_f = 5...50\ m\Omega$). Aus Wirtschaftlichkeitsgründen wurde auf R_f verzichtet und damit ein etwas größerer Innenwiderstand in Kauf genommen.

Das ausgeführte Gerät zeigen die Bilder 10 (innerer Aufbau) und 11 (Frontansicht).

Das Gerät ist in zwei Baugruppen aufgeteilt. In der einen Baugruppe, der Frontplatte, sind die Bedienelemente mit den zugehörigen

Widerständen, die Instrumente und der Überstromschalter angeordnet. In der zweiten Baugruppe befinden sich der Netztransformator mit Gleichrichter, die Kühlanordnung mit den Leistungstransistoren sowie die Elektrolytkondensatoren.

Im Bild 12 ist die Änderung der Ausgangsspannung ΔU als Funktion der Netzspannung bei konstanter Last (0,3 A) und konstanter Temperatur aufgetragen.

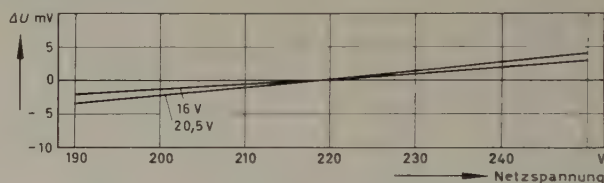


Bild 12. Änderung der Ausgangsspannung als Funktion der Netzspannung

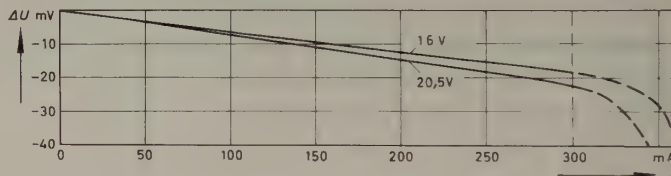


Bild 13. Änderung der Ausgangsspannung als Funktion des Laststroms

Bild 13 zeigt die Änderung der Ausgangsspannung ΔU als Funktion des Laststroms bei konstanter Netzspannung (220 V) und konstanter Temperatur. Die Kurven in den Bildern 12 und 13 wurden experimentell für eine mittlere Stellung des Schalters $S\ 2$ (Grobstellung 16 V) und für die beiden Endstellungen des Drehwiderstandes $R\ 8$ (0 und 200 Ω), entsprechend 16 V und 20,5 V, ermittelt.

Im Bild 14 ist der Temperaturgang für zwei verschiedene Ausgangsspannungen (10 V und 30 V) dargestellt. Bei diesen Messungen wurden Laststrom und Netzspannung konstantgehalten. Die Messungen begannen bei Raumtemperatur (22°C). Anschließend wurde, wie aus den Pfeilrichtungen zu ersehen ist, bis etwa 45°C geheizt, auf 0°C abgekühlt und dann wieder auf Raumtemperatur erwärmt.

Die sich ergebende Hysterese in der Messung ist auf Wärmeträgheit und Meßungenauigkeiten zurückzuführen.

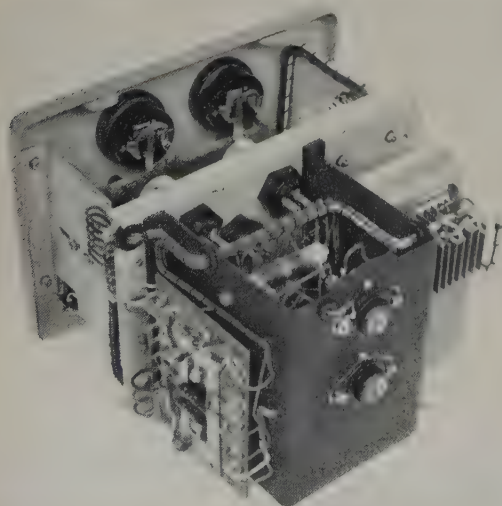
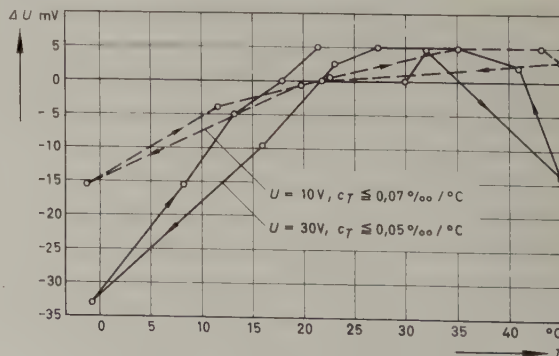


Bild 10. Aufbau des Netzgerätes

Bild 14. Temperaturgang für 10 V und 30 V Ausgangsspannung bei 220 V Eingangsspannung und 300 mA Belastungsstrom



Um einen Überblick über die Leistungsfähigkeit des Gerätes zu geben, seien die technischen Daten noch einmal zusammengestellt.

Stabilisierte Gleichspannung	U	$= 7 \dots 30 \text{ V}$
maximal entnehmbarer Strom	I_{\max}	$= 0,3 \text{ A}$
Spannungsabhängigkeit bei 10% Netzspannungsänderung	$\left \frac{\Delta U}{U} \right $	$\leq 0,05\%; \sigma \approx 2000$
Lastabhängigkeit für $\Delta I = 0,3 \text{ A}$	$\left \frac{\Delta U}{U} \right $	$\leq 0,2\%; R_i < 20 \text{ m}\Omega$
Temperaturabhängigkeit für $\Delta T = 10^\circ \text{C}$	$\left \frac{\Delta U}{U} \right $	$\leq 0,1\%; c_T \leq 0,01\%/^\circ \text{C}$
maximale Umgebungstemperatur	T_{umg}	$\leq 40^\circ \text{C}$

Die bezogenen Größen $\Delta U/U$ sind von der Leistung des betreffenden Gerätes unabhängig und erlauben so einen schnellen Überblick über die Stabilisierungswirkung und einen Vergleich mit einem anderen Gerät.

6. Entwicklungstendenzen für transistorstabilisierte Netzgeräte

Bei der Entwicklung neuer, besserer Geräte muß man zwischen Geräten größerer Leistung und Geräten höherer Konstanz unterscheiden. Die Leistung eines stabilisierten Netzgerätes ist durch die maximal zulässige Verlustleistung des Serientransistors $T 1$ (Bild 7) begrenzt. Die größten zur Zeit erhältlichen Ge-Transistoren haben eine maximale Verlustleistung von etwa 30 W (z.B. OD 650). Mit diesem

Transistor ist es möglich, Geräte bis etwa 100 W zu bauen. Für größere Leistungen lassen sich mehrere Transistoren parallelschalten, jedoch sollte man hierbei infolge der großen Streuungen der Transistordaten Vorsicht walten lassen. Ein anderer Weg bietet sich bei der Verwendung von Si-Transistoren. Der Si-Leistungstransistor OD 750 hat 120 W maximale Verlustleistung.

An Hand der Ausführungen im Abschnitt 4 ist es möglich, die Geräte in bezug auf Innenwiderstand und Stabilisierungsfaktor zu verbessern. Das ist mit den heute zur Verfügung stehenden Mitteln ohne weiteres möglich. Die größten Schwierigkeiten treten bei der Herabsetzung des Temperaturkoeffizienten auf. Dazu müßten ausgesuchte Zenerdioden oder Zenerdiodenketten mit einem kleinen Temperaturkoeffizienten und möglichst driftfreie Verstärker Verwendung finden. Es ist anzunehmen, daß mit dem Vordringen der Si-Transistoren auf dem deutschen Markt Fortschritte in bezug auf Leistung und Konstanz gemacht werden.

Schrifttum

- [1] Brown, T. H., u. Stephenson, W. L.: A stabilized DC power supply using transistors. *Electronic Engng.* Bd. 29 (1957) S. 425–428
- [2] Middlebrook, R. D.: Design of transistor regulated power supplies. *Proc. IRE* Bd. 45 (1957) Nr. 11, S. 1502–1509
- [3] Ervin, H. D.: Transistor power supply has overload protection. *Electronics* Bd. 31 (1958) Nr. 25, S. 74–75

(eingegangen am 23. Oktober 1959)

M. MARXEN

Valvo GmbH

Die Messung schwacher Beta-Strahlung mit einer neuartigen Geiger-Müller-Zählrohranordnung

DK 621.387.424:621.317.794

Bei der Messung schwacher Beta-Strahlung bilden die Schwankungen und Unsicherheiten des Hintergrundes die größte Fehlerquelle. Es wird eine Zählrohranordnung — bestehend aus einem Beta-Zählrohr und einem Schutz-Zählrohr — beschrieben, die es ermöglicht, den Wert des Hintergrundes auf < 1 Zählung je Minute zu vermindern. Das geschieht durch materielle Abschirmung der Gamma-Strahlung und elektronische Abschirmung der Mesonen in einer Antikoinzidenzschaltung. Die ganze Anordnung ist sehr kompakt und bringt gegenüber den bisher gebräuchlichen Verfahren eine wesentliche Ersparnis an Abschirmungsmaterial.

1. Allgemeines

Geiger-Müller-Zählrohre werden in großem Umfang zur Messung und Kontrolle radioaktiver Strahlung beim Einsatz von Isotopen und bei der Untersuchung der radioaktiven Verunreinigung von Nahrungsmitteln, der Atmosphäre, des Regenwassers und der Abwässer von Laboratorien verwendet. Die wesentlichen Vorteile dieser Zählrohre sind hohe Empfindlichkeit, hohe Zuverlässigkeit auch über lange Zeiträume, kleine Abmessungen und ein geringer zusätzlicher Schaltungsaufwand.

Die prinzipielle Form des Geiger-Müller-Zählrohres ist seit seiner ersten Konstruktion im Jahre 1908 unverändert geblieben. Die Anode besteht aus einem Draht mit 0,1...1 mm Durchmesser und befindet sich axial im Katodenzyylinder. Bei der gebräuchlichen Gasfüllung bedingt ein Abweichen von dieser Form eine für den normalen Anwendungsfall unerwünschte Änderung der Betriebseigenschaften. So ergibt zum Beispiel ein größerer Anodendurchmesser einen höheren Wert für die erforderliche Betriebsspannung, eine größere Plateauasthetik und eine kleinere Plateaulänge. In Sonderfällen kann jedoch eine Änderung dieser herkömmlichen Form auch Vorteile bringen.

2. Die Messung schwacher Beta-Strahlung

Wegen ihrer hohen Empfindlichkeit eignen sich mit Glimmerfenstern versehene Geiger-Müller-Zählrohre besonders für die Anzeige schwacher Beta-Strahlung. Die untere Anzeigegrenze wird dabei vorwiegend von dem Hintergrund bestimmt, dem die Anzahl von Zählungen je Minute entspricht, die nicht von dem zu messenden Präparat hervorgerufen wird. Als Quellen dieses „Störpegels“ sind

- 1) Gamma-Strahlung, die von der umgebenden Materie und der kosmischen Strahlung herrührt,

- 2) die Mesonen der kosmischen Strahlung,
- 3) Beta-Strahlung von radioaktiven Verunreinigungen des Zählrohrmaterials und
- 4) spontane Entladungsimpulse des Zählrohres ohne Strahlungsursache

zu nennen. Der Versuch, den Störpegel durch Messungen über lange Zeiträume zu bestimmen und dann zu eliminieren, führt zu keinen befriedigenden Ergebnissen, da über den normalen statistischen Wert hinausgehende Schwankungen auftreten. Im Hinblick auf die steigende Verwendung und Untersuchung schwacher Beta-Präparate in der Mikrochemie, der Geologie usw. muß aber die Unsicherheit dieses Störpegels auf einen annehmbaren Wert vermindert werden. Viel besser ist sogar noch eine Verminderung des Hintergrundes selbst.

Darum wurde bereits vor Jahren mit einer Anordnung gearbeitet, die die Gamma-Strahlung in einer materiellen Abschirmung absorbiert und die durchdringenden Mesonen mit Hilfe eines Schutzkranzes aus 8...15 Zählrohren (Bild 1) und einer Antikoinzidenzschaltung von der Anzeige aussondert. Die Ergebnisse einer solchen Anordnung sind in Tab. I angegeben. Das Abschirmmaterial muß besonders im Innern der Anordnung frei von radioaktiven Verunreinigungen sein. Zweckmäßig ist eine Eisenabschirmung mit innerem Quecksilberbelag, weil Quecksilber am leichtesten in reiner Form zu erhalten ist. Die wesentlichen Nachteile dieser Anordnung sind große Abmessungen und hohes Gewicht, die aber durch die im folgenden näher beschriebene Entwicklung einer sehr kompakten Zählrohranordnung überwunden werden konnten.

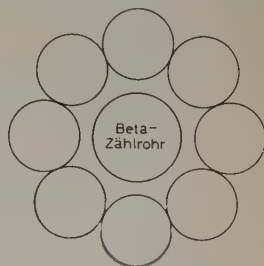


Bild 1. Von einem Zählrohrschutzkranz umgebenes Beta-Zählrohr

Den als Störpegelbeitrag unter 2), 3) und 4) genannten Ursachen ist schwer zu begegnen. Bei der Zählrohrherstellung wird selbstverständlich eine sorgfältige Auswahl des Materials getroffen. Dennoch läßt sich eine gewisse radioaktive Verunreinigung (vor allem des Glimmerfensters mit dem natürlichen Isotop K 40) nicht vermeiden. Ein

Tab. I. Meßergebnisse einer Anordnung zur Abschirmung des Hintergrundes

Abschirmung	Hintergrund-Zählungen/min	Differenz	Bemerkungen zur Differenz
ohne	450		
5 cm Blei	142	308	Natürliche und kosmische Gamma-Strahlg.
20 cm Eisen	110	32	Radioaktive Verunreinigung des Bleis
20 cm Eisen und Zählrohrschutzkranz mit Antikoinzidenzschaltung	5	105	Mesonen
20 cm Eisen und 2,5 cm Quecksilber mit Antikoinzidenzschaltung	2	3	Radioaktive Verunreinigung im Eisen

geeigneter Werkstoff mit einer Dicke $< 2 \text{ mg/cm}^2$ und sonst gleich guten technologischen Eigenschaften wurde bisher nicht gefunden.

3. Eine neue Zählrohranordnung

Die neue Zählrohranordnung zeigt Bild 2. Sie besteht aus einem sehr kurzen Beta-Zählrohr, das in die Hohlkathode eines Schutz-Zählrohrs derart eingefügt wird, daß alle Mesonen, die in das Beta-Zählrohr eindringen, zuvor das Schutz-Zählrohr passieren müssen. In beiden

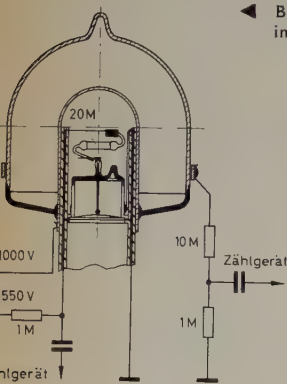


Bild 2. Anordnung der Zählrohre in der Antikoinzidenzschaltung



Bild 3. Schutz-Zählrohr 18517 und Beta-Zählrohr 18515 (Valvo)

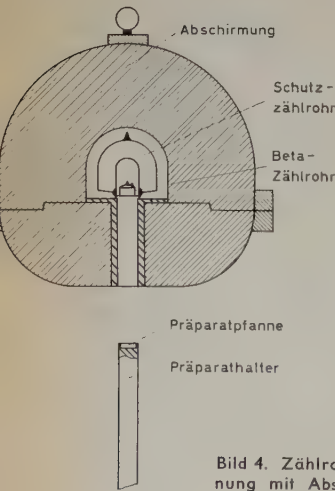


Bild 4. Zählrohranordnung mit Abschirmung

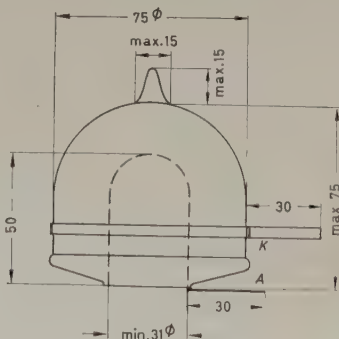


Bild 5. Abmessungen des Schutz-Zählrohrs 18517

Zählrohren entstehen dann gleichzeitig Impulse, die sich in der folgenden Antikoinzidenzschaltung aufheben. Das Schutz- und das Beta-Zählrohr zeigt Bild 3.

Die ganze Anordnung stellt ein kompaktes Gebilde dar und erfordert eine erheblich verminderte Menge an Abschirmmaterial (Bild 4).

Zwei Typenpaare dieser neuen Zählrohrkombination sind lieferbar, und zwar die Typen *Valvo* 18515/18517 und *Valvo* 18516/18518. Dabei entspricht das Beta-Zählrohr 18515 dem bekannten Typ 18505

und das Beta-Zählrohr 18516 dem Typ 18506 in Zählrohrdurchmesser und Beta-Empfindlichkeit. Den folgenden Ausführungen werden das Beta-Zählrohr 18515 und das Schutz-Zählrohr 18517 zugrunde gelegt.

4. Das Schutz-Zählrohr

Die Abmessungen des Zählrohrs 18517 zeigt Bild 5. Anode und Kathode dieses Schutz-Zählrohrs sind halbkugelförmig mit zylindrischen Ansätzen. Sie sind konzentrisch (koaxial) ineinandergefügt. Das im Zählrohr bestehende elektrische Feld ist nahezu linear. Es fehlt damit jeglicher toter Raum im Schutz-Zählrohr, wie er in den üblichen Zählrohren mit dünner Anode, also auch im Beta-Zählrohr, vorhanden ist. Das Gasgemisch ist im Schutz-Zählrohr und im Beta-Zählrohr gleich, nämlich ein Neon-Argon-Brom-Gemisch im Verhältnis $1 : 10^{-3} : 2,5 \cdot 10^{-4}$ unter einem Druck von 200 mm Hg. Damit ergibt sich für das Schutz-Zählrohr im Verhältnis zum Beta-Zählrohr

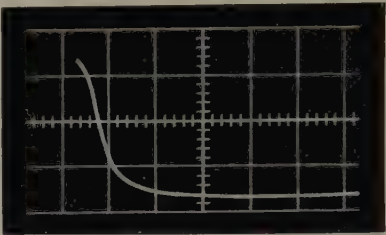


Bild 6. Oszillogramm des Schutz-Zählrohrimpulses. Maßstäbe: 20 V beziehungsweise 1 μ s je Einheit

eine etwas größere Ansprechwahrscheinlichkeit, so daß mit Sicherheit alle Mesonen, die das Beta-Zählrohr zum Ansprechen bringen, einen Impuls im Schutz-Zählrohr hervorrufen. Auch ist die Ansprechzeit des Schutz-Zählrohrs äußerst klein (Bild 6), so daß keinerlei Verzögerung des Impulses vom Beta-Zählrohr erforderlich ist.

Wegen der höheren Betriebsspannung des Schutz-Zählrohrs ergeben sich hohe Impulsspannungswerte. Um ein Überkoppeln der außerdem noch steilen Impulse auf die Leitungen des Beta-Zählrohrs zu vermeiden, wurde die im Bild 2 gezeigte Anordnung gewählt. Dort wird die Spannung direkt an die Anode gelegt und der Impuls an einem Teil des Kathodenwiderstandes abgenommen.

Die Gamma-Abschirmung wird so nahe wie möglich an die Zählrohranordnung herangebracht, um so — bei vorgegebener Dicke der Abschirmung — Material zu sparen. Dabei nimmt jedoch die hinsichtlich der Zählrohereigenschaften schädliche Kapazität schnell zu. Um diesen Einfluß aufzuzeigen, wurden Plateaukurven für verschiedene Werte der Abschirmkapazität aufgenommen (Bild 7). Es muß besonders auf die geringe Zunahme der Plateausteilheit und die gleichbleibende Plateaulänge hingewiesen werden, da diese sich doch sonst bei normalen Geiger-Müller-Zählrohren mit zunehmender Kapazität erheblich verändern.

Selbstverständlich nimmt auch die Totzeit mit wachsender Kapazität zu, und zwar am stärksten am Plateauanfang. Während der Totzeit des Schutz-Zählrohrs muß das Zählgerät blockiert sein, damit kein

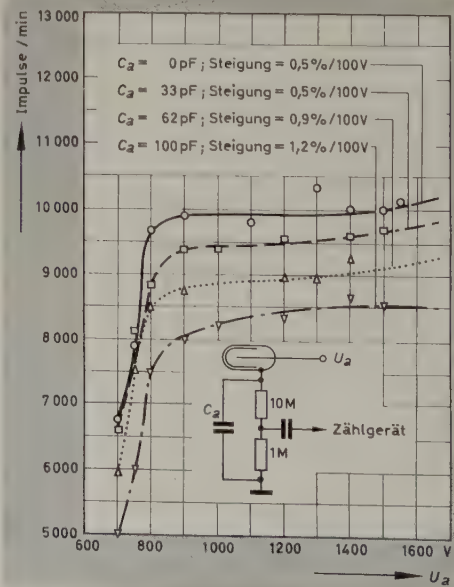


Bild 7. Plateaukurven des Schutz-Zählrohrs 18517 bei verschiedenen Abschirmkapazitäten

von Mesonen hervorgerufener Impuls des Beta-Zählrohres, das eine wesentlich kürzere Totzeit hat, zur Anzeige gelangt. Zweckmäßigerweise wird als Verblockungszeit etwa das 1,5fache der Totzeit des Schutzzählrohres gewählt. Die Wahrscheinlichkeit einer Fehlzählung ist dabei sehr gering, denn normalerweise erfolgen etwa zwei Zählungen in der Sekunde. Selbst wenn man einmal die relativ große Verblockungszeit von 5 ms annimmt, entspricht das nur einem maximalen Zählverlust von 1%. Praktisch haben sich Werte von 2 ms als Verblockungszeit und 1 cm Abstand der Abschirmung vom Zählrohr als günstig erwiesen.

Es ist noch zu bemerken, daß die Anschlußwerte des nachfolgenden Verstärkereingangs einen wesentlichen Einfluß auf Länge und Steilheit des Plateaus haben. Ungünstige Dimensionierungen können sich hier sehr nachteilig auswirken.

5. Das Beta-Zählrohr

Als Beta-Zählrohre werden gegenüber den bekannten Zählrohren 18505 und 18506 auf 1/3 verkürzte Systeme verwendet. Die Abmessungen des Beta-Zählrohres 18515 zeigt Bild 8. Die Verkürzung bringt als wesentlichen Vorteil eine bedeutende Verringerung der Gamma-Empfindlichkeit. Zusätzlich wird selbstverständlich das Zählrohrmaterial auf größtmögliche Reinheit sorgfältig ausgesucht.

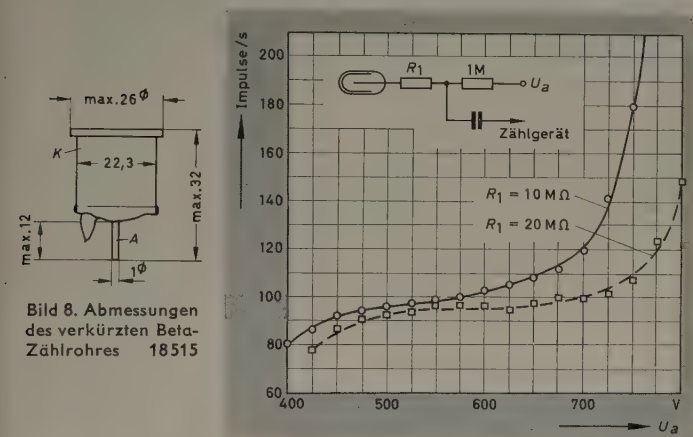


Bild 8. Abmessungen des verkürzten Beta-Zählrohres 18515

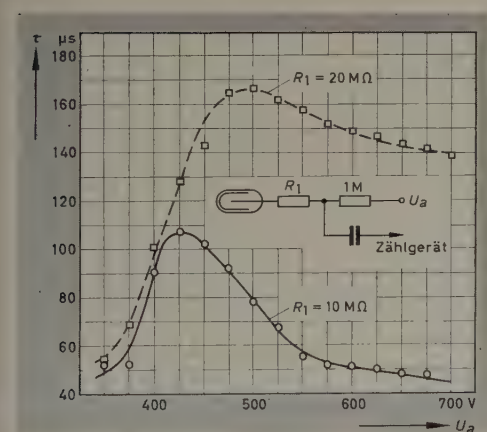


Bild 9. Plateaukurven des verkürzten Beta-Zählrohres 18515

Trotz der erheblichen Systemkürzung sind die Zählrohereigenschaften zufriedenstellend. Im Bild 9 sind die Plateaukurven für zwei verschiedene Anodenwiderstände zu sehen. Bild 10 bringt das entsprechende Totzeitverhalten. Die Einbettung des Beta-Zählrohres in die Hohlanode des Schutzzählrohres ergibt selbstverständlich höhere Schaltkapazitäten als üblich. Es ist deshalb zweckmäßig, 20 MΩ als Anodenwiderstand zu wählen, um damit eine annehmbare Plateaukurve zu erhalten, und die Vergrößerung der Totzeit in Kauf zu nehmen. Da ohnehin nur schwache Intensitäten gemessen werden sollen, ist eine Totzeit von 150 µs ein recht brauchbarer Wert.

6. Ergebnisse mit der neuen Zählrohranordnung

Mit der Zählrohrkombination 18515/18517 innerhalb einer Gamma-Abschirmung, bestehend aus 2,5 cm Quecksilber und 20 cm Eisen, wurden umfangreiche Messungen durchgeführt. Für den verbleiben-

den Hintergrund ergab sich dabei ein Wert $< 0,9$ Zählungen in der Minute. Damit ergibt diese Meßanordnung die Möglichkeit, bei erträglichem Aufwand an Abschirmmaterial schwache Beta-Strahlung mit hoher Zuverlässigkeit zu messen.

Schrifttum

- [1] Jonston, W. H.: Low-level counting and the future of isotopic tracers. Proc. of Internat. Conf. on the Peaceful Uses of Atomic Energy, Genf 1955, Teil 14
- [2] van Duuren, K.: Eine einfache und kompakte Anordnung zur Messung schwach radioaktiver Präparate. Philips' techn. Rdsch. Bd. 20 (1958/59) Nr. 6, S. 179 bis 181
- [3] van Duuren, K.: Compact low-level counting arrangement. Proc. of Internat. Conf. on the Peaceful Uses of Atomic Energy, Genf 1958, S. 2343

(eingegangen am 1. Dezember 1959)

PERSONLICHES

Professor Herz Staatssekretär

Nach einstimmigem Kabinettsbeschluß über den Vorschlag des Bundespostministers hat der Bundespräsident den bisherigen Präsidenten des Fernmeldetechnischen Zentralamts Darmstadt, Professor Dr.-Ing. E.h. Dipl.-Ing. Karl Herz, zum Staatssekretär im Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen ernannt.

Professor Herz erwarb sich nach dem Kriege besondere Verdienste um den Wiederaufbau des deutschen Fernmeldewesens. Auf Grund seiner umfassenden Kenntnisse wurden ihm 1947 die Geschäfte des „Chefindingenieurs der Deutschen Bundespost“ zunächst beim Fernmeldetechnischen Zentralamt, dann im Bundespostministerium übertragen. 1951 wurde er Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamts. Bundespostminister Stücklen überreichte dem neuen Staatssekretär am 17. Dezember 1959 seine Ernennungsurkunde. Professor Herz tritt damit die Nachfolge des aus Gesundheitsgründen ausgeschiedenen Staatssekretärs Professor Gladenbeck an.

Dr. Hämmerling, 25jähriges Dienstjubiläum

Am 1. Januar 1960 beging Dr.-Ing. Friedrich Hämmerling, Mitglied des Vorstandes und Chef der Fabrikleitung der AEG, sein 25jähriges Dienstjubiläum. Nach seiner Promotion und anschließender 4jähriger Assistententätigkeit an der Technischen Hochschule Darmstadt trat Hämmerling 1935 in das Laboratorium der AEG-Schiffbau ein, dessen Chef er zwei Jahre später wurde. Von 1941 bis 1945 stand er der AEG-Fabrik in der Drontheimer Straße in Berlin vor. Im Zuge des Wiederaufbaus der AEG übernahm Hämmerling 1945 die technische Leitung der Zählerfabrik Hameln, bis er 1954 in den Vorstand der AEG berufen wurde.

Max Grundig wurde Konsul

Das Auswärtige Amt der Bundesregierung hat Max Grundig das Exequatur als Wahlkonsul der Republik Mexiko erteilt. Seine Jurisdiktion erstreckt sich auf die nordbayerischen Regierungsbezirke Ober-, Mittel- und Unterfranken sowie die Oberpfalz.

Ernennungen bei Telefunken

Am 1. Januar 1960 wurden die Herren Dr. phil. Erhard Löwe, Otto Mössner und Kurt Nowack zu stellvertretenden Vorstandsmitgliedern der Telefunken GmbH bestellt.

Gleichfalls am 1. Januar 1960 wurden die Herren Dr.-Ing. Günther Herrmann und Dipl.-Ing. Walter Koch zu Generalbevollmächtigten ernannt.

Vorstand der Siemens-Electrogeräte AG

Der Aufsichtsrat der Siemens-Electrogeräte AG hat anlässlich seiner Sitzung am 12. 1. 1960 die Herren Theodor Hafeneder und Dipl.-Ing. Walter Mohr in den Vorstand der Siemens-Electrogeräte AG berufen.

Telefunken, Abteilung für Allgemeine Presse

Aus der Telefunken GmbH ist der bisherige Leiter der Abteilung für Allgemeine Presse, Rundfunk und Film, Georg-Volkmar Graf Zedtwitz-Arnim, am Jahresende 1959 auf eigenen Wunsch ausgeschieden. Die Nachfolge trat mit Wirkung vom 1. Januar 1960 Friedrich Bender an, der als Leiter beziehungsweise Mitarbeiter verschiedener Pressestellen bekannt geworden ist, unter anderem als Pressereferent der Berliner Ausstellungen und der Interbau Berlin 1957.

Differenzcodemodulation für die Übertragung von Fernsehbildern

DK 621.397.262:376.9

Bei jeder Art von Nachrichtenübertragung soll der informationstheoretische Wirkungsgrad ein Maximum sein, das heißt, die Redundanz soll möglichst klein sein. Eine Verringerung der Redundanz bietet die Möglichkeit, Bandbreite bei den Übertragungskanälen einzusparen, so daß sich unter Umständen in einem vorgegebenen Frequenzband noch zusätzliche Übertragungskanäle unterbringen lassen. Diese Frage ist heute beispielsweise für viele Funkdienste von größter Bedeutung geworden. Bei der Übertragung von Fernseh-



Bild 3. Nach dem DCM-Verfahren übertragenes Fernsehbild



Bild 1. Normales Fernsehbild mit 405 Zeilen



Bild 2. Mit Amplitudenquantisierung übertragenes Fernsehbild

bildern ist die Redundanz im allgemeinen groß, so daß breite Übertragungskanäle zur Verfügung stehen müssen. Es hat deshalb nicht an Versuchen gefehlt, Übertragungsbandbreite dadurch einzusparen, daß man jeweils nicht das vollständige Fernsehbild überträgt, sondern nur die Änderung des Bildinhalts gegenüber dem zuletzt übertragenen Fernsehbild. Nachstehend sollen einige erste Informationen über ein Modulationsverfahren gegeben werden, das nach diesem Grundprinzip arbeitet.

Diese Modulationsart (DCM) übertrifft die Pulsodemodulation (PCM) zur codierten Übertragung von Fernsehbildern durch die bei gleicher Güte auf ein Viertel herabgesetzte Bandbreite. Das DCM-System wurde von der *Colorado Research Corp.*, Broomfield Heights, Colo. (USA), zunächst für militärische Zwecke entwickelt. Während bei PCM das ursprüngliche Fernsehsignal auf bekannte Weise in Impulse umgewandelt wird, wobei jede Impulscodegruppe der ursprünglichen Bildsignalamplitude entspricht, arbeitet man bei DCM mit einem neuen Code, dessen Elemente jeweils die Amplitudendifferenz zweier zeitlich aufeinanderfolgender Codegruppen enthalten. DCM gestattet es, den Schwerpunkt der Übertragungsqualität entweder auf die Anzahl der zu übertragenden Graustufen oder auf die Bildschärfe an den Kanten zu legen. Die für jeden Verwendungszweck optimale Bildgüte läßt sich deshalb durch einen zweckmäßig gewählten Kompromiß zwischen der Anzahl der Graustufen und der Kantenschärfe erzielen, wobei sich die Unzulänglichkeiten des menschlichen Auges ebenso berücksichtigen lassen wie die technischen Schwierigkeiten, bei hohen Videofrequenzen Schwarzweiß-Signale voller Amplitude zu erzeugen.

Codierte Fernsehsignale sind deshalb interessant, weil sie sich verhältnismäßig einfach in Rechenmaschinen verarbeiten lassen, da wegen der Redundanzverringerung die Bandbreite herabgesetzt ist. Beim DCM-Verfahren kommt für militärische Zwecke hinzu, daß sich die DCM-Signale „verwürfeln“ lassen, um zusätzliche Sicherheit gegen unbefugtes Aufnehmen und Auswerten zu haben. Die Unterschiede in der Bildgüte bei Übertragung nach den verschiedenen Verfahren deuten die Bilder 1 bis 3 an. Bild 1 ist ein normales Fernsehbild mit 405 Zeilen und 2,6 MHz Bandbreite, dessen horizontale Auflösung etwa der EIA-Norm entspricht. Bei dem mit PCM-Amplitudenquantisierung übertragenen Bild (Bild 2) treten zusätzliche, störende Konturen auf, die bei der Umsetzung des quantisierten Videosignals in Graustufen entstehen. Um mit PCM die Auflösung des Originalbildes zu erreichen, müßte die Abtastrate (sampling rate) größer als $2 \cdot 2,6 \text{ MHz}$ sein, und zur Übertragung von 16 Graustufen wäre ein 4-digit-Code erforderlich ($20,8 \cdot 10^6 \text{ bit s}^{-1}$). Bei dem nach dem DCM-Verfahren (Bild 3) übertragenen Fernsehbild ($7,5 \cdot 10^6 \text{ bit s}^{-1}$) fehlen die im Bild 2 deutlich erkennbaren störenden Konturen bzw. fehlt jedes „Quantisierungsrauschen“. R.T.

(Mit freundlicher Genehmigung der *Electrical Design News*, Englewood, Colo.)

Über Ersatzschaltbilder für den als linearer Verstärker betriebenen Transistor

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 14 (1960) Nr. 1, S. 9

DK 621.375.4.3.012.8

Nachdem im ersten Teil Eigenschaften verschiedener Transistor-Ersatzschaltbilder beschrieben und die Vorgänge im Innern des Transistors erläutert wurden, wendet sich der Verfasser im zweiten Teil zunächst den praktischen Ersatzschaltungen zu, die weniger kompliziert sind, und gibt für die Transistorkenngrößen Näherungsformeln an. Wie die Schaltelemente der einen Ersatzschaltung sich aus denen einer anderen berechnen lassen, wird an einigen Beispielen gezeigt. Der Aufsatz schließt mit Diskussionen über die Brauchbarkeit der behandelten praktischen Ersatzschaltungen und über die Grenzen ihrer Anwendbarkeit.

5. Übergang vom physikalischen Ersatzschaltbild zu einer praktischen Ersatzschaltung

Das im Abschnitt 4 aufgestellte physikalische Ersatzschaltbild (Bild 8 und Bild 9) ist für den praktischen Gebrauch zu kompliziert und unhandlich; es ist also soweit wie möglich zu vereinfachen. Diese Vereinfachung sei hier nur für denjenigen Frequenzbereich vorgenommen, in dem mit dem Transistor noch eine Leistungsverstärkung möglich ist. Beim normalen Verstärkerbetrieb des Transistors können die folgenden Elemente der Ersatzschaltung nach Bild 8 meistens weggelassen werden, nämlich die äußere Emittier-Basiskapazität C_{eb} , die äußere Emittier-Kollektorkapazität C_{ce} , der Kollektorbahnwiderstand $r_{cc'}$, der Emittierbahnwiderstand $r_{ee'}$, die gesteuerte EMK $\mu'' \cdot U_{c'b'}$, die die Änderung des Basisbahnwiderstandes infolge der Basisdickenmodulation durch die Kollektorwechselspannung berücksichtigt.

Die nun bereits stark vereinfachte Ersatzschaltung ist aber wegen der darin enthaltenen RC -Leitung immer noch zu kompliziert. Für diese RC -Leitung wird als Näherung zweckmäßigerweise das im Bild 10

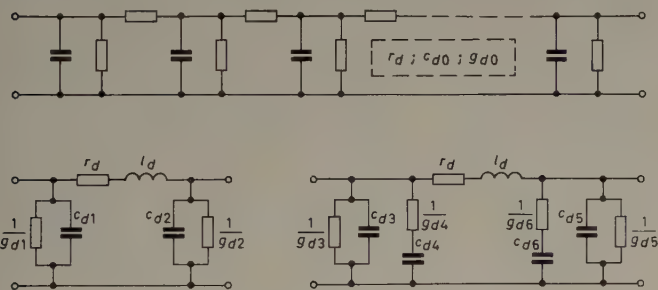


Bild 10. RC -Leitung mit Näherungen

unten links gezeigte Π -Glieder benutzt. Darin ist r_d der gesamte Längswiderstand der Leitung, $c_{d1} + c_{d2}$ die gesamte verteilte Querkapazität c_{d0} der Leitung, die man bei tiefen Frequenzen an ihrem Eingang im Leerlauf messen würde, und $g_{d1} + g_{d2}$ die gesamte verteilte Querableitung g_{d0} . Zur Korrektur des Übertragungsphasenwinkels bei höheren Frequenzen dient die Längsinduktivität l_d .

Ist die RC -Leitung homogen, dann muß das Π -Glieder symmetrisch sein, und es gelten

$$c_{d1} = c_{d2} = \frac{1}{2} c_{d0}$$

und
$$g_{d1} = g_{d2} = \frac{1}{2} g_{d0}$$

Bei nichthomogener Leitung ergibt sich ein unsymmetrisches Π -Glieder. Wenn man die \mathcal{Y} -Parameter des symmetrischen Π -Gliedes bestimmt und mit denen der Leitung vergleicht, dann stellt man fest, daß der Übertragungsparameter $\mathcal{Y}_{12} = \mathcal{Y}_{21}$ von dem entsprechenden Parameter der RC -Leitung bis über die 2fache $|\mathcal{D}_{22}|$ -Grenzfrequenz der Leitung hinaus dem Betrage nach um weniger als 6% und dem Winkel nach um weniger als 2,5° abweicht. (\mathcal{D}_{22} ist das Verhältnis des Ausgangsstroms zum Eingangsstrom bei ausgangseitigem Kurzschluß. Die $|\mathcal{D}_{22}|$ -Grenzfrequenz der RC -Leitung ist dann diejenige Frequenz, bei der $|\mathcal{D}_{22}|$ auf das $1/\sqrt{2}$ -fache des bei sehr tiefen Frequen-

zen vorhandenen Wertes gesunken ist. Sie entspricht also der α -Grenzfrequenz des Transistors.) Bei der Eingangs-Kurzschlußadmittanz $\mathcal{Y}_{11} = \mathcal{Y}_{22}$ sind die Abweichungen etwas größer. Bis zur $|\mathcal{D}_{22}|$ -Grenzfrequenz der RC -Leitung sind sie weniger als 10% beziehungsweise weniger als 7°, bei der 1,5fachen $|\mathcal{D}_{22}|$ -Grenzfrequenz 8% beziehungsweise 17°.

Eine Verbesserung dieser für die meisten praktischen Anwendungen völlig ausreichenden Näherung erreicht man mit der im Bild 10 unten rechts gezeichneten Schaltung, und zwar bei $\mathcal{Y}_{11} = \mathcal{Y}_{22}$ insbesondere zwischen der 0,5fachen und der 1,5fachen $|\mathcal{D}_{22}|$ -Grenzfrequenz der RC -Leitung.

Um durch geeignete Schaltungsumwandlungen das Ersatzschaltbild besonders brauchbar zu machen, betrachte man kurz die Eigenschaften des aktiven Vierpols, durch den das Absaugen der Minoritätsträger über die Kollektorsperrschicht und die Rückwirkung der Wechselspannung an dieser Sperrschicht in die Basiszone hinein dargestellt wird. Im Bild 11 ist unten die vorher für diesen aktiven

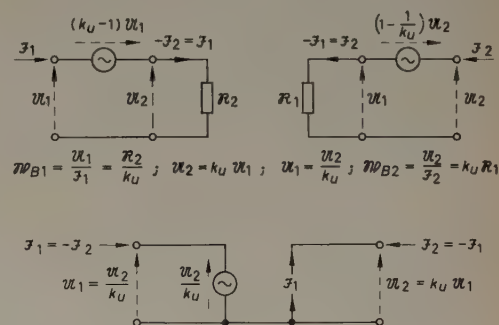


Bild 11. Ersatzbilder und Eigenschaften eines Spannungsverstärkers, bei dem Eingangsstrom und Ausgangsstrom einander gleich sind

Vierpol erhaltene Ersatzschaltung nochmals wiedergegeben. Der Eingangsstrom ist gleich dem Ausgangsstrom und die an den Eingangsklemmen liegende Spannung gleich dem k_u -ten Teil der an den Ausgangsklemmen auftretenden. Man kann leicht zeigen, daß die beiden im Bild 11 oben angegebenen Ersatzschaltungen der unteren völlig äquivalent sind. Der aktive Vierpol läßt sich also auch durch zwei Längsverbindungen zwischen den Eingangsklemmen und den Ausgangsklemmen darstellen, von denen die eine eine gesteuerte EMK enthält. Diese gesteuerte EMK kann entweder auf die am linken Klemmenpaar liegende Wechselspannung oder auf die am rechten Klemmenpaar liegende bezogen werden. Im ersten Fall ist der Steuerfaktor $k_u - 1$, im zweiten Fall $1 - 1/k_u$. Eine bemerkenswerte Eigenschaft eines solchen aktiven Vierpols ist, daß ein an den rechten Klemmen liegender Abschlußwiderstand R_2 , durch k_u dividiert, an den linken Klemmen zur Wirkung kommt und daß eine an die linken Klemmen angeschlossene Impedanz R_1 an den rechten Klemmen, mit k_u multipliziert, in Erscheinung tritt. Impedanzen werden demnach mit demselben Faktor wie die Spannungen von der einen Seite auf die andere übersetzt.

Man kann nun im Ersatzschaltbild entweder, wie es bei der Betrachtung des inneren Transistors getan wurde, das im Bild 11 unten angegebene Ersatzbild benutzen oder eine von den beiden oben gezeigten gesteuerten Spannungsquellen. Diese Spannungsquellen lassen sich in gewisser Hinsicht im Schaltbild verschieben, wenn man dabei gleichzeitig die erforderlichen Impedanztransformationen vornimmt. Schließlich kann man den aktiven Vierpol, so wie es Zawels getan hat, auch als reinen Spannungsverstärker betrachten und benutzen.

Wenn man in der Schaltung des inneren Transistors nach Bild 9 die RC -Leitung durch das vorher angegebene Π -Glieder ersetzt, dann wird aus der Ersatzschaltung Bild 8 die im Bild 12 gezeigte Schaltung. Darin ist

$$c_{d1} = c_{d2}, \quad g_{d1} = g_{d2}, \quad c_{d2} = k_u \cdot c_{d1} \quad \text{und} \quad g_{d2} = k_u \cdot g_{d1}$$

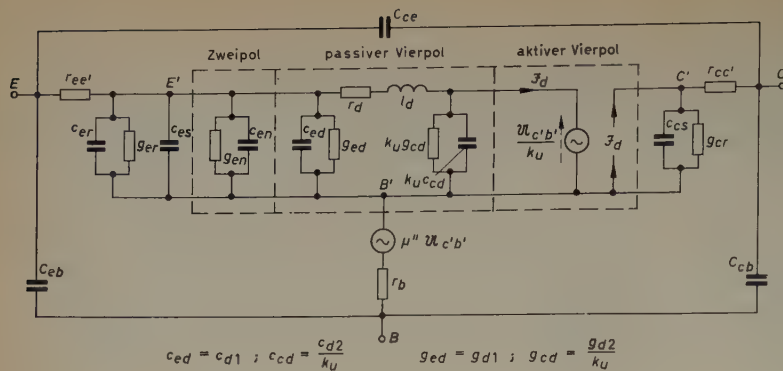
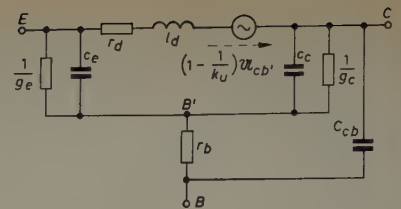


Bild 12. Ersatzschaltbild nach Bild 8, bei dem für den inneren Transistor eine näherungsweise gültige Ersatzschaltung verwendet ist



$$g_e = g_{en} + g_{er} + g_{ed} \quad g_c = g_{cr} + g_{cd}$$

$$C_e = C_{en} + C_{er} + C_{ed} + C_{es} \quad C_c = C_{cs} + C_{cd}$$

Bild 13. Praktische Ersatzschaltung nach Zawels, die besonders für den in Basisschaltung betriebenen Transistor geeignet ist

gesetzt. Man kann nun den rechten Querzweig des Π -Gliedes auf die andere Seite des aktiven Vierpols transformieren; dabei sind die Querkapazität $c_{d2} = k_u \cdot c_{cd}$ und ebenso der Querleitwert $g_{d2} = k_u \cdot g_{cd}$ durch k_u zu dividieren. Zwischen C' und B' liegen dann die Kapazitäten c_{cd} und c_{cs} sowie die Leitwerte g_{cd} und g_{cr} .

Wenn man jetzt diejenigen Schaltelemente wegläßt, die meist vernachlässigbar sind (C_{eb} , C_{ce} , $\mu'' \cdot U_{c'b'}$, $r_{cc'}$, $r_{ee'}$), und weiter für den aktiven Vierpol gemäß Bild 11 (oben rechts) eine auf seine Ausgangsspannung bezogene EMK annimmt, dann erhält man die im Bild 13 dargestellte Ersatzschaltung, in der außerdem noch die jeweils zueinander parallelliegenden Kapazitäten und Leitwerte zusammengefaßt sind.

Die Elemente dieser Ersatzschaltung seien der Übersichtlichkeit halber hier nochmals aufgeführt. Es ist

r_d der Emitterdiffusionswiderstand, das heißt der Längswiderstand des die RC -Leitung ersetzenden Π -Gliedes,
 l_d die Längsinduktivität des die RC -Leitung ersetzenden Π -Gliedes,

$g_e = g_{en} + g_{er} + g_{ed}$ der Emitterquerleitwert,
 g_{en} der Majoritätsträgerleitwert, das heißt der Realteil der Majoritätsträgeradmittanz $y_{en} \approx g_{en} + j\omega c_{en}$,

g_{er} der Realteil der Admittanz $y_{er} \approx g_{er} + j\omega c_{er}$, die zur Darstellung verschiedener Nebeneffekte vorgesehen wurde,

$g_{ed} = g_{d1}$ der Emitterdiffusionsquerleitwert, das heißt der auf der Emittersseite liegende Querleitwert des die RC -Leitung ersetzenden Π -Gliedes,

$C_e = C_{en} + C_{er} + C_{es} + C_{ed}$ die Emitterkapazität,

C_{en} die Majoritätsträgerkapazität, das heißt die dem Blindanteil der Majoritätsträgeradmittanz $y_{en} \approx g_{en} + j\omega c_{en}$ zuzuschreibende Kapazität,

C_{er} die dem Blindanteil der Admittanz $y_{er} \approx g_{er} + j\omega c_{er}$ zuzuschreibende Kapazität,

C_{es} die Emittersperrschicht-Kapazität,

$C_{ed} = c_{d1}$ die Emitterdiffusionskapazität, das heißt die auf der Emittersseite liegende Querkapazität des die RC -Leitung ersetzenden Π -Gliedes,

$g_c = g_{cr} + \frac{g_{d2}}{k_u} = g_{cr} + g_{cd}$ der Kollektorquerleitwert,

g_{cr} der Kollektorrestleitwert,

$g_{cd} = \frac{g_{d2}}{k_u}$ der Kollektordiffusionsleitwert, das heißt der durch den aktiven Vierpol oder die gesteuerte EMK auf die Kollektorseite der Kollektorsperrschicht übersetzte Querleitwert g_{d2} des die RC -Leitung ersetzenden Π -Gliedes,

$C_c = C_{cs} + \frac{c_{d2}}{k_u} = C_{cs} + c_{cd}$ die Kollektorkapazität,

C_{cs} die Kollektorsperrschicht-Kapazität,

$C_{cd} = \frac{c_{d2}}{k_u}$ die Kollektordiffusionskapazität, das heißt die durch den aktiven Vierpol oder die gesteuerte EMK auf die Kollektorseite der Kollektorsperrschicht übersetzte Querkapazität c_{d2} des die RC -Leitung ersetzenden Π -Gliedes,

C_{cb} die äußere Kollektor-Basiskapazität,

r_b der Basisbahnwiderstand und

k_u der Übersetzungsfaktor der Kollektorsperrschicht (oder des aktiven Vierpols, der das Absaugen der Minoritätsträger durch die Kollektorsperrschicht und die Rückwirkung der an dieser Schicht liegenden Wechsellspannung in die Basiszone darstellt).

Wenn das Ersatzschaltbild nach Bild 13 für die zur Zeit hauptsächlich erhältlichen Transistoren bis zu Frequenzen über die α -Grenzfrequenz hinaus mit guter Genauigkeit gültig sein soll, empfiehlt es sich, die Kollektorkapazität C_c in zwei Teile zu teilen, den einen Teil dann zwischen C und B' zu belassen und den anderen zwischen C und B zu legen. Die Kapazität C_{cb} wird dadurch erheblich größer als die eigentliche Elektrodenkapazität. Genaugenommen greift C_c verteilt am Basisbahnwiderstand r_b an. Diese verteilte Wirkung kann man in einem gewissen Frequenzbereich näherungsweise entweder dadurch darstellen, daß man C_c an eine Anzapfung von r_b führt, oder, und das ist für die praktische Verwendung der Ersatzschaltung vorteilhafter, indem man C_c , wie eben erläutert, aufteilt.

Erwähnt sei noch, daß die Leitwerte g_{en} und g_{er} sowie die Kapazitäten C_{en} und C_{er} häufig vernachlässigt werden können. Dafür muß jedoch manchmal der hier weggelassene Emitterbahnwiderstand $r_{ee'}$ berücksichtigt werden.

Die in der Ersatzschaltung Bild 13 benutzten inneren Kenngrößen des Transistors haben verhältnismäßig einfache Abhängigkeiten vom Arbeitspunkt. Für die wichtigsten dieser Kenngrößen seien Näherungsformeln angegeben, die in einem gewissen Arbeitspunktbereich gelten.

$$r_d \approx \frac{U_T}{I_E}$$

$$l_d \approx \frac{1}{3} r_d^2 \cdot c_{ed} \approx \frac{B_1}{I_E}$$

$$g_{ed} \approx B_2 \cdot I_E$$

$$C_{es} \approx \frac{B_3}{\sqrt{U_D - U_{EB'}}$$

$$C_{ed} \approx B_4 \cdot I_E$$

$$r_b \approx r_{b0} + \frac{B_9}{W_0 - B_{10} \sqrt{U_{B'C}}} \quad \text{für } I_E = \text{const}$$

$$g_{cd} = \frac{g_{d2}}{k_u} \approx B_5 \cdot \frac{I_E}{\sqrt{U_{B'C}}}$$

$$C_{cs} \approx \frac{B_6}{\sqrt{U_D + U_{B'C}}}$$

$$C_{cd} = \frac{c_{d2}}{k_u} \approx B_7 \cdot \frac{I_E}{\sqrt{U_{B'C}}}$$

$$k_u \approx B_8 \cdot \sqrt{U_{B'C}}$$

In diesen Formeln bedeuten

I_E den Emittergleichstrom,

$U_{EB'}$ die Gleichspannung zwischen E und B' ,

$U_{B'C}$ die Gleichspannung zwischen B' und C ,

U_T die Temperaturspannung,

U_D die Diffusionsspannung,

$B_1, B_2, \dots, B_8, B_9, B_{10}$ durch die geometrischen Verhältnisse und die Materialeigenschaften des Transistors bestimmten Konstanten und

W_0 Dicke der Basiszone für $U_{B'C} = 0$.

6. Zusammenhänge zwischen einigen gebräuchlichen Ersatzschaltungen

Die wohl am meisten angewendeten praktischen Ersatzschaltungen, die bis zu verhältnismäßig hohen Frequenzen brauchbar sind, wurden von Early, Pritchard und Giaconetto angegeben und genauer untersucht. Wenn der Elektrotechniker leicht und sicher mit derartigen Ersatzschaltungen arbeiten soll, dann muß er überblicken können, wie das eine Schaltbild in das andere übergeführt werden kann. Dazu muß ihm bekannt sein, wie die Schaltelemente der einen Ersatzschaltung sich aus denen einer anderen berechnen lassen. Die Zusammenhänge zwischen den verschiedenen Transistor-Ersatzschaltbildern sind deshalb durchaus wichtig; hier seien jedoch nur die Zusammenhänge einiger Schaltungen mit der von Zawels stammenden praktischen Ersatzschaltung nach Bild 13 näher betrachtet.

Wenn man im Bild 13 die Größen r_d und l_d auf die rechte Seite der gesteuerten EMK $\left(1 - \frac{1}{k_u}\right) U_{cb'}$ transformiert, dann erhält man für den zwischen den Punkten E , C und B' liegenden Teil die im Bild 14a gezeichnete Anordnung. Die gesteuerte EMK kann man jetzt auf die Spannung zwischen E und B' beziehen und erhält damit

$$(k_u - 1) U_{eb'} \approx k_u U_{eb'} \quad (\text{für } k_u \gg 1)$$

Diese Anordnung eignet sich besonders gut für den in der Emitterschaltung betriebenen Transistor, wie sich noch zeigen wird.

Setzt man an Stelle der im Bild 13 benutzten EMK

$$\left(1 - \frac{1}{k_u}\right) U_{cb'} \approx U_{cb'} \quad (\text{für } k_u \gg 1)$$

für den aktiven Vierpol die Ersatzschaltung mit der Einstromung und der Rückwirkung (Bild 11 unten) ein, dann läßt sich der zwischen E , C und B' liegende Teil auf die im Bild 14b gezeigte Weise darstellen.

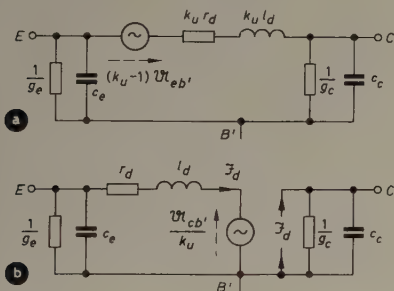


Bild 14. Andere gleichwertige Anordnungen für den zwischen E , C und B' liegenden Teil der praktischen Ersatzschaltung nach Bild 13

Bild 15a. Der Ersatzschaltung nach Bild 14b gleichwertige Schaltung (Zawels, Early)

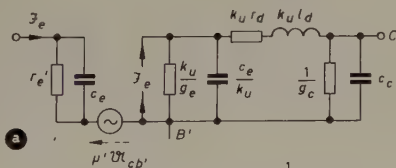


Bild 15b. Ersatzschaltung nach Early, die aus der Schaltung Bild 15a hergeleitet werden kann

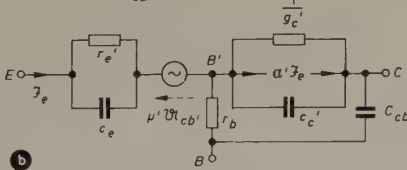
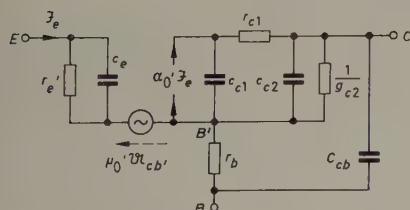


Bild 16. Ersatzschaltung nach Pritchard, die sich für den in Basisschaltung betriebenen Transistor besonders eignet



Der erste Schritt, den man tun kann, um von dieser Anordnung auf die von Early und Pritchard angegebenen Schaltungen (Bild 15b, Bild 16) zu kommen, führt auf die im Bild 15a gezeichnete Schaltung für den zwischen E , C und B' liegenden Teil des Ersatzbildes. Dazu

werden zunächst die links von den gesteuerten Quellen der Schaltung Bild 14b liegenden Schaltelemente nach rechts transformiert, dann wandelt man den Eingangszweig derart um, daß die Rückwirkungs-EMK auf die Spannung zwischen C und B' bezogen ist. Man erhält dabei die Reihenschaltung des Scheinwiderstandes r_e' mit der gesteuerten EMK $\mu' \cdot U_{cb'}$. Die Impedanz r_e' besteht aus der Parallelschaltung von $r_d + j\omega l_d$ und $\frac{1}{g_e + j\omega c_e}$; der Steuerfaktor μ' der Spannungsquelle ist

$$\mu' = \frac{1}{k_u} \cdot \frac{1}{1 + (r_d + j\omega l_d)(g_e + j\omega c_e)}$$

Wenn man nun in der Formel für die Impedanz r_e' die imaginäre Größe $j\omega l_d$ gegen r_d vernachlässigt, dann liegt der in der Schaltung nach Bild 15a dargestellte Fall mit

$$r_e' = \frac{r_d}{1 + g_e r_d}$$

vor.

Durch Umwandlung des zwischen C und B' liegenden Teils dieser Schaltung läßt sich die im Bild 15b angegebene Schaltung erhalten. Zwischen den Punkten C und B' liegen jetzt nur noch die Einstromung $\alpha' g_e$ und die Parallelschaltung aus der Kapazität c_c' und dem Leitwert g_c' . Die Einstromung ist frequenzabhängig.

$$\alpha' = \frac{1}{1 + (r_d + j\omega l_d)(g_e + j\omega c_e)}$$

Weiter wird

$$g_c' \approx g_c + \frac{g_e}{k_u} \quad \text{und} \quad c_c' \approx c_c + \frac{c_e}{k_u},$$

solange man

$$r_d + j\omega l_d \quad \text{gegen} \quad \frac{1}{g_e + j\omega c_e}$$

vernachlässigen kann.

Der Zweig EB' ist gegenüber der vorherigen Schaltung unverändert geblieben; für μ' und r_e' gelten daher die vorher bei der Betrachtung der Schaltung von Bild 15a angegebenen Formeln. Da die Rückwirkungs-EMK $\mu' \cdot U_{cb'}$ bei höheren Frequenzen gegenüber der Rückwirkung über den Basisbahnwiderstand nicht sehr stark ins Gewicht fällt, wird häufig entweder für μ' eine etwas vereinfachte Frequenzabhängigkeit gewählt oder von der Frequenzabhängigkeit dieses Faktors überhaupt abgesehen. An Stelle der für μ' oben angegebenen Formel benutzt man dann entweder

$$\mu' = \frac{1}{k_u} \cdot \frac{1}{1 + g_e r_d} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot \frac{c_e r_d}{1 + g_e r_d}}$$

oder

$$\mu_0' = \frac{1}{k_u} \cdot \frac{1}{1 + g_e r_d}$$

Die im Bild 15b angegebene Schaltung ist ein Beispiel für eine praktische Transistor-Ersatzschaltung, bei der für den zwischen E , C und B' liegenden Hauptteil eine Vierpol-Ersatzschaltung benutzt wird, nämlich die Reihenparallel-Ersatzschaltung. An diese sind außen noch die Schaltelemente r_b und C_{cb} angehängt. Man kann die Earlysche Schaltung also zur Gruppe 3c (vergl. 2.1) der Transistor-Ersatzschaltbilder zählen.

Für die nach Early benannte Schaltung im Bild 15b sind in den verschiedenen Arbeiten, in denen sie behandelt wurde, für die Elemente etwas andere Werte angegeben als hier. Die hauptsächlichsten Unterschiede seien im folgenden genannt.

An Stelle der Kapazität c_e wird die Emitterdiffusionskapazität c_{ed} benutzt, für r_e' der Emitterdiffusionswiderstand r_d , für c_c' die Kollektorsperrschicht-Kapazität c_{cs} . α' und μ' werden auf ihre Werte α_0' und μ_0' bei tiefen Frequenzen bezogen und letztere als innere Transistor-kenngößen betrachtet. Die Frequenzabhängigkeit von α' und μ' wird durch einfache Näherungsformeln berücksichtigt. (Manchmal wird auch, wie vorher erwähnt, μ' als frequenzunabhängig angenommen.)

Von der im Bild 15b angegebenen Schaltung kommt man zu der im Bild 16 dargestellten, wenn man die gesteuerte Einstromung nicht mehr direkt zwischen C und B' , sondern über einen Stromteiler mit diesen Punkten verbindet. Mit einer geeignet ausgebildeten Frequenzabhängigkeit dieses Stromteilers gelingt es, einen frequenzunabhängigen Steuerfaktor für die Einstromung zu erhalten. Es soll hier nur der direkte Zusammenhang der Schaltung von Bild 16 mit derjenigen von Bild 13 näher erläutert werden. Einige der hierfür gültigen Beziehungen sind bereits bei der Behandlung der Schaltungen von Bild 15 aufgestellt worden. Der Übersichtlichkeit halber sei aber für alle Schaltelemente angegeben, wie sie aus denen der Schaltung von Bild 13 hervorgehen.

Die Voraussetzung für die Gültigkeit der nachstehenden Gleichungen ist, daß l_d gleich Null gesetzt wird; dann ist zunächst

$$r_e' = \frac{r_d}{1 + r_d g_e}$$

Weiter gilt

$$\alpha_0' = \frac{1}{1 + r_d g_e},$$

und außerdem wird

$$\mu_0' = \frac{1}{k_u} \cdot \frac{1}{1 + g_e r_d} = \frac{\alpha_0'}{k_u},$$

wenn man $j\omega c_e r_e'$ gegen 1 vernachlässigt. Für die Kapazitäten c_{c1} und c_{c2} erhält man

$$c_{c1} = \frac{c_e}{k_u(1 + r_d g_e)} - c_e \cdot \frac{\alpha_0'}{k_u}$$

und $c_{c2} = c_e$, für den Widerstand r_{c1}

$$r_{c1} = k_u \cdot r_d$$

Schließlich ist noch

$$g_{c2} = g_c + \frac{g_e}{k_u} + \frac{1}{k_u r_d},$$

wenn man wieder $j\omega c_e r_e'$ gegen 1 vernachlässigt. Die Schaltung von Bild 16 wird daher nur in einem beschränkten Frequenzbereich die gleichen Eigenschaften haben wie die im Bild 13.

Wenn man die von Pritchard angegebenen Werte für die Elemente der Schaltung von Bild 16 mit den hier erhaltenen vergleicht, dann stellt man einige Unterschiede fest. Pritchard verwendet

für r_e' den Emitterdiffusionswiderstand r_d ,

für c_e die Emitterdiffusionskapazität c_{ed} ,

für c_{c1} die gesamte auf die Kollektorseite übersetzte Diffusionskapazität,

für c_{c2} die Kollektorsperrschicht-Kapazität c_{cs} und

für g_{c2} den gesamten auf die Kollektorseite übersetzten Diffusionsquerleitwert.

Außerdem gilt mit

$$\alpha_0' = \frac{1}{1 + g_e r_d}$$

die Formel

$$r_{c1} = \frac{1}{2} \cdot \alpha_0' r_d k_u$$

Bei den beiden zuletzt betrachteten Ersatzbildern erhält man bis ungefähr zur halben α -Grenzfrequenz eine brauchbare Übereinstimmung mit dem tatsächlichen Frequenzverhalten des Transistors, wenn die Kapazitäten c_{c1}' und c_{c2} entweder an eine Anzapfung des Basisbahnwiderstandes r_b gelegt oder geeignet aufgeteilt werden und dann der eine Teil mit B' und der andere mit B verbunden wird.

Die Ansprüche an die Genauigkeit eines Ersatzbildes sind nicht für alle Anwendungen gleich groß. Es kommt vor, daß nur bestimmte Eigenschaften des Transistors in einem großen Frequenzbereich richtig wiedergegeben werden müssen (z.B. die Werte und Frequenzabhängigkeiten des Eingangs-Kurzschlußleitwertes und der Steilheit). Für solche Fälle sind dann Ersatzbilder, wie diejenigen nach Bild 15b

und Bild 16, bis zu höheren Frequenzen als eben angegeben verwendbar; manchmal lassen sich auch hierfür geeignete einfache Ergänzungen anbringen. Bei der Schaltung nach Bild 16 ergibt sich beispielsweise ein beträchtlicher Fehler für den Phasenwinkel von $h_{21} b$ bei der α -Grenzfrequenz. Nach Pritchard läßt sich dieser Fehler dadurch vermeiden, daß bei der Einstromung ($\alpha_0' S_e$ im Bild 16) ein zusätzlicher frequenzabhängiger Faktor angebracht wird.

Die praktische Ersatzschaltung von Pritchard (Bild 16) ist ebenso wie die nach Early benannte (Bild 15b) zur Gruppe 3c (vergl. 2.1) der Transistor-Ersatzschaltbilder zu rechnen, da sie aus der Earlyschen durch Umformung des zwischen C und B' liegenden Zweiges entstanden ist.

Wenn man bei der im Bild 13 gezeigten Ersatzschaltung nach Zawels die Elemente r_d und l_d auf die rechte Seite der gesteuerten Quelle transformiert, wie es bei dem im Bild 14a angegebenen Schaltungsteil bereits durchgeführt wurde, und die so umgewandelte Schaltung einfach umzeichnet, dann erhält man das im Bild 17 dargestellte Transistor-Ersatzschaltbild. Die im Zweig CE auftretende gesteuerte EMK ist direkt proportional der zwischen B' und E liegenden Spannung.

Die hier behandelten praktischen Transistor-Ersatzschaltungen sind grundsätzlich für alle drei Grundschaltungen des Transistors brauchbar. Bei ihrer Anwendung zur Untersuchung oder Berechnung von Schaltungsanordnungen, die Transistoren enthalten, zeigt sich jedoch, daß für jede einzelne Grundschaltung des Transistors ganz bestimmte dieser praktischen Ersatzschaltungen gegenüber den übrigen Vorteile haben. So benutzt man zweckmäßigerweise für den in der Basischaltung betriebenen Transistor die in den Bildern 13 bis 16, für den in der Emitterschaltung betriebenen Transistor die in den Bildern 17 bis 19 gezeigten Ersatzschaltungen.

Nun sei noch erläutert, wie man von der Schaltung nach Bild 17 auf die praktischen Ersatzschaltungen in den Bildern 18 und 19 kommt. Es ist naheliegend, den Zweig CE der Schaltung von Bild 17, der aus der Reihenschaltung einer gesteuerten EMK und einer Impedanz besteht, in die Parallelschaltung dieser Impedanz mit einer gesteuerten Einstromung umzuwandeln. Auf diese Weise ergibt sich die im Bild 18a

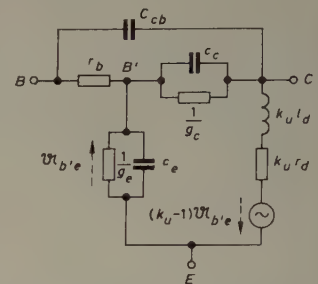


Bild 17. Praktische Ersatzschaltung nach Zawels, die sich besonders für den in Emitterschaltung betriebenen Transistor eignet

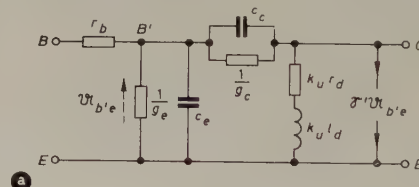


Bild 18. Der im Bild 17 gezeigten Schaltung gleichwertige Ersatzschaltung (a); Ersatzschaltung nach Giacometto (b) (C_{cb} ist hier weggelassen worden)

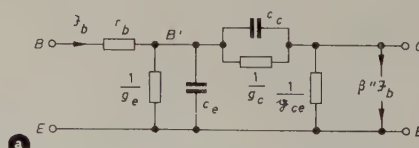
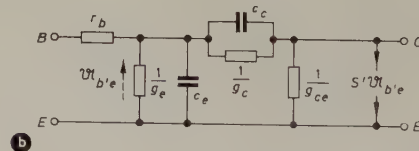


Bild 19a. Der Schaltung im Bild 18a gleichwertige Ersatzschaltung

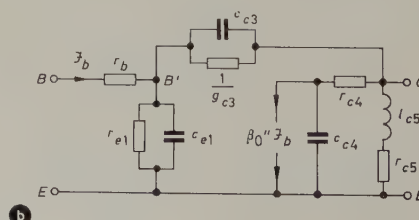


Bild 19b. Ersatzschaltung nach Pritchard, die sich für den in Emitterschaltung betriebenen Transistor eignet (C_{cb} ist hier weggelassen)

angegebene Schaltung, in der der Übersichtlichkeit halber die Kapazität C_{cb} weggelassen ist. Die Einströmung $\mathfrak{S}' \mathfrak{U}_{b'e}$ wird frequenzabhängig, wobei

$$\mathfrak{S}' = \frac{1 - \frac{1}{k_u}}{r_d + j\omega l_d}$$

Wenn man nun $j\omega l_d$ gegen r_d vernachlässigt, dann bekommt man eine frequenzunabhängige Einströmung $\mathfrak{S}' \mathfrak{U}_{b'e}$ und den ohmschen Widerstand $k_u \cdot r_d$ zwischen C und E . Daraus ergibt sich die bekannte und gern benutzte von Giacioletto angegebene Transistor-Ersatzschaltung (Bild 18b), in der

$$S' = \frac{1}{r_d} \quad (\text{für } k_u \gg 1)$$

und

$$g_{ce} = \frac{1}{k_u r_d}$$

Die Giaciolettosche Ersatzschaltung gehört offensichtlich zur Gruppe 3b (vergl. 2.1) der Transistor-Ersatzschaltbilder.

Bei den in den Bildern 17 und 18 dargestellten Schaltungen ist die gesteuerte Quelle, die sich jeweils in dem Zweig CE befindet, von der zwischen B' und E liegenden Wechselspannung abhängig. Diese Spannung kann nicht direkt gemessen werden. Man kann die gesteuerte Quelle nun auch auf den im Zweig BB' fließenden Strom beziehen, der bei tiefen und mittleren Frequenzen praktisch gleich dem Eingangsstrom \mathfrak{S}_b ist.

Rechnet man bei der im Bild 18a gezeigten Schaltung den Zweig CE so um, daß die gesteuerte Einströmung von dem Strom \mathfrak{S}_b durch r_b abhängig wird, dann gelangt man zu dem im Bild 19a dargestellten Ersatzbild. Es ist

$$\beta'' = \frac{1 - \frac{1}{k_u}}{r_d + j\omega l_d} \cdot \frac{1}{g_e + g_c + j\omega(c_e + c_c)}$$

und

$$g_{ce} = \frac{\beta''}{k_u - 1} \cdot [g_e + k_u g_c + j\omega(c_e + k_u c_c)]$$

Nach einer weiteren Schaltungsumwandlung, bei der die gesteuerte Einströmung mit Hilfe eines Stromteilers frequenzunabhängig gemacht wird, kommt man auf die im Bild 19b angegebene Ersatzschaltung. Setzt man hierbei

$$l_d = 0$$

und vernachlässigt $\frac{1}{k_u}$ gegen 1, dann wird

$$r_{e1} = \frac{1}{g_e}, \quad c_{e1} = c_e, \quad g_{c3} = g_c, \quad c_{c3} = c_c,$$

$$r_{c4} = r_d \cdot \frac{c_e + c_c}{\frac{c_e}{k_u} + c_c}, \quad c_{c4} = \beta_0'' \left(\frac{c_e}{k_u} + c_c \right),$$

$$r_{e5} = \frac{1}{\beta_0'' \left(\frac{g_e}{k_u} + g_c \right)}, \quad l_{e5} = \frac{r_d (c_e + c_c)}{g_e + g_c} \quad \text{und} \quad \beta_0'' = \frac{1}{r_d (g_e + g_c)}$$

Zum Vergleich seien die von Pritchard benutzten Werte für die Schaltelemente angegeben, und zwar ausgedrückt durch die inneren Kenngrößen des Transistors, die in der Ersatzschaltung von Bild 13 verwendet sind.

$$r_{e1} = \frac{r_d}{1 - \alpha_0'},$$

$$r_{c4} = \frac{1,2}{\omega_{e1} c_{cs}},$$

$$c_{e1} = \frac{1,2}{\omega_{e1} r_d},$$

$$c_{c4} = \frac{c_{cs}}{1 - \alpha_0'},$$

$$g_{c3} = \frac{1}{k_u} (g_{ed} + k_u g_{cd}),$$

$$r_{c5} = \frac{1,2 \cdot k_u}{\omega_{e1} (c_{ed} + k_u c_{cd})},$$

$$c_{c3} = c_{cs},$$

$$l_{e5} = 0,$$

$$\beta_0'' = \frac{1}{r_d g_e},$$

$$\omega_{e1} = \frac{1}{r_d c_{ed}},$$

$$\alpha_0' = \frac{1}{1 + g_e r_d}$$

Die nach Pritchard benannte Ersatzschaltung Bild 19b ist etwa bis zur doppelten β -Grenzfrequenz brauchbar [$f_\beta \approx f_a (1 - \alpha_0)$].

Bei der Beurteilung der Unterschiede zwischen den von Pritchard in den Schaltungen nach Bild 16 und Bild 19b benutzten und den hier durch die Herleitung aus der Schaltung von Bild 13 erhaltenen Werten für die Elemente ist noch zu berücksichtigen, daß bei den zur Zeit serienmäßig erhältlichen Legierungstransistoren im allgemeinen

$$c_{cs} \text{ klein gegen } c_{ed},$$

$$c_{cd} \text{ klein gegen } c_{cs},$$

und

$$r_d \text{ klein gegen } \frac{1}{g_e}$$

angenommen werden kann, falls nicht gerade extreme Gleichstrombetriebsbedingungen vorliegen.

Erwähnt sei noch, daß die im Bild 19b angegebene Schaltung auch zur Gruppe 3c (vergl. 2.1) der Transistor-Ersatzschaltbilder gezählt werden kann. Einerseits hängt sie mit den Ersatzschaltungen in den Bildern 17 und 18 zusammen, andererseits ist bei ihr die gesteuerte Einströmung direkt vom Eingangsstrom abhängig, wie es bei einer bestimmten Gruppe der einfachen Vierpol-Ersatzschaltungen der Fall ist.

Bei den in den Bildern 18 und 19 gezeigten Schaltungen wurde der Übersichtlichkeit halber die Kapazität C_{cb} weggelassen. Das ist unbedingt beim Vergleich dieser Schaltungen mit derjenigen nach Bild 17 zu beachten!

7. Die Brauchbarkeit der behandelten praktischen Ersatzschaltungen

Im Anschluß an die Aufstellung der physikalischen Ersatzschaltung eines idealisierten Transistors wurde nachdrücklich darauf hingewiesen, daß die bei den wirklichen Transistoren herrschenden Verhältnisse von dem erhaltenen Ersatzbild nicht richtig wiedergegeben werden und daß die Zulässigkeit der benutzten idealisierten Darstellung in jedem einzelnen Fall, das heißt für jeden Transistortyp, zu prüfen ist. Wenn nun Abwandlungen oder Ergänzungen der Schaltung erforderlich werden, so ist zu erwarten, daß jene sich auch bei den praktischen Ersatzschaltungen auswirken, die aus dem physikalischen Ersatzbild durch Vereinfachungen entstanden sind. Eine Abwandlung dieser Art ist beispielsweise die für die behandelten praktischen Ersatzschaltungen angegebene Berücksichtigung der verteilt am Basisbahnwiderstand angreifenden Kollektorkapazität.

Weil nun bei einem bestimmten Transistortyp unter Umständen Effekte in der Ersatzschaltung berücksichtigt werden müssen, die bei einem anderen Typ nicht merkbar in Erscheinung treten, kann man über die Brauchbarkeit von praktischen Ersatzschaltungen keine präzisen allgemeingültigen Aussagen machen. Das trifft insbesondere für die Gültigkeitsbereiche zu, wenn sie auf gewisse charakteristische Größen bezogen werden. Bei einigen der vorher besprochenen praktischen Ersatzschaltungen wurde angegeben, in welchen auf die α -Grenzfrequenz bezogenen Frequenzbereichen sie brauchbar sind; strenggenommen stimmen diese Angaben nur für diejenigen Transistortypen, für die sie geprüft sind. Als ungefähre Richtlinien kann man derartige Aussagen jedoch auf Transistortypen übertragen, die in gleicher Weise aufgebaut und ähnlich hergestellt sind wie die untersuchten.

Um festzustellen, in welchem Frequenzbereich eine bestimmte praktische Ersatzschaltung mit einer gewünschten Genauigkeit für einen bestimmten Transistortyp gültig ist, kann man folgendermaßen vorgehen: Man bestimmt die Elemente der betreffenden Ersatzschaltung mit Hilfe dafür geeigneter Meßverfahren. Dann berechnet man mit den so erhaltenen Werten der Elemente vier zusammengehörende Vierpolparameter für die gesamte Ersatzschaltung in Abhängigkeit

von der Frequenz. Schließlich ermittelt man diese Vierpolparameter in Abhängigkeit von der Frequenz außerdem noch durch direkte Messungen und vergleicht die gemessenen Werte mit den berechneten.

Dieses Verfahren wurde für verschiedene Transistortypen (NF- und HF-Legierungstransistoren) auf die praktischen Ersatzschaltungen von Zawels gemäß Bild 13 und Bild 17 angewandt, und zwar bis zu Frequenzen über die jeweilige α -Grenzfrequenz hinaus. Um hierbei ganz sicherzugehen, wurden die y -Parameter der betreffenden Transistoren nicht nur für die Basischaltung, sondern auch für die Emitterschaltung, wie eben erläutert, sowohl berechnet als auch direkt gemessen. Der Vergleich zwischen den einzelnen einander entsprechenden Werten ergab, daß die Übereinstimmung in den untersuchten Frequenzbereichen (von tiefen bis zu hohen Frequenzen über die α -Grenzfrequenz hinaus) sehr gut ist. Am Beispiel eines HF-Transistors wird dies in einem folgenden Beitrag von O. Müller näher erläutert. Zawels gibt an, daß die praktische Ersatzschaltung gemäß Bild 13 und Bild 17 in demjenigen Frequenzbereich gültig ist, in dem mit dem Transistor überhaupt eine Leistungsverstärkung erreichbar ist. Bis zu so hohen Frequenzen wurde eine Nachprüfung bei den genannten Legierungstransistoren noch nicht vorgenommen, immerhin konnte diese Angabe jedoch — wie bereits ausgeführt — bis über die α -Grenzfrequenz hinaus bestätigt werden. Die mehrfach erwähnte Aufteilung der Kollektorkapazität c_c in der Weise, daß der eine Teil zwischen C und B' belassen und der andere Teil zwischen C und B gelegt wird, ist hierbei allerdings in jedem Falle durchgeführt worden. Die am besten geeignete Kapazitätsverteilung kann übrigens durch Messungen bestimmt werden.

Es wurden noch einige andere praktische Ersatzschaltungen beschrieben und auf diejenige von Bild 13 zurückgeführt. Wieweit nun jene für die untersuchten Legierungstransistortypen gültig sind, kann man auf Grund der angegebenen Zusammenhänge zwischen diesen Ersatzschaltungen feststellen. Man muß dazu untersuchen, wie sich die Vernachlässigungen oder Vereinfachungen auswirken, die gegenüber der Schaltung nach Bild 13 vorgenommen wurden. Die oben gemachten Angaben über die Frequenzbereiche, in denen jene anderen Ersatzschaltungen brauchbar sind, beziehen sich auf die genannten Legierungstransistortypen. Sie wurden aber nicht auf die eben ange deutete Weise gewonnen, sondern beruhen auf direkten Untersuchungen und Erfahrungen.

Wenn man auf Grund der bisherigen Betrachtungen und der gewonnenen Ergebnisse die behandelten praktischen Ersatzschaltungen miteinander vergleicht, ist man geneigt, die in den Bildern 13 (und 14), 17 und 18 gezeigten Schaltungen gegenüber den übrigen zu bevorzugen. Unbestreitbar sind sie besonders klar und übersichtlich aufgebaut und lassen auch noch die physikalischen Zusammenhänge erkennen; ihre Schaltelemente bestehen aus inneren Transistorkenngrößen, die aus Messungen bestimmt werden können und die vor allem in einfacher Weise vom Gleichstromarbeitspunkt abhängen. Und nicht zuletzt gelten sie (für Legierungstransistoren) in einem erheblich größeren Frequenzbereich als die anderen.

Es sei noch erwähnt, daß einige der Voraussetzungen, die bei der Aufstellung des physikalischen Ersatzschaltbildes, aus dem sich die praktische Ersatzschaltung nach Bild 13 ergibt, hinterher wieder fallengelassen werden können. Beispielsweise gilt das für die Voraussetzungen über die Beschaffenheit der Basiszone, die im Ersatzschaltbild zu einer homogenen RC -Leitung und als Näherung hierfür zu einem symmetrischen Π -Glieder führen. Dieses Π -Glieder kann ohne weiteres auch unsymmetrisch sein und damit die bei manchen Transistortypen vorliegenden Verhältnisse besser wiedergeben als ein symmetrisches.

8. Hinweise auf weitere praktische Ersatzschaltungen

Die behandelten praktischen Ersatzschaltungen dürften für die meisten der zur Zeit erhältlichen und verwendeten Typen von Legierungstransistoren geeignet sein. Für manche Anwendungen können noch Schaltungsvereinfachungen vorgenommen werden. Beispielsweise wird man bei der Schaltung von Bild 17 die Leitwerte g_e und g_c weglassen, wenn lediglich das Verhalten des Transistors bei hohen Frequenzen interessiert, bei denen g_e gegen $j\omega c_e$ und g_c gegen $j\omega c_c$ nicht ins Gewicht fällt. — In anderen Fällen bestehende Möglichkeiten zur Vereinfachung der Ersatzschaltungen seien hier nicht weiter behandelt.

Die neuerdings erhältlichen HF-Transistoren mit Driftfeld, mit denen auch noch im Frequenzbereich 50...100 MHz verhältnismäßig hohe

Verstärkungen erreichbar sind, erfordern gewisse Abwandlungen der hier behandelten praktischen Ersatzschaltungen. Man muß bei diesen Transistoren nicht nur die Kollektorkapazität auf verschiedene Punkte des Basisbahnwiderstandes verteilen, es wird außerdem notwendig, auch die Emitterkapazität aufzuteilen und mindestens eine Teilkapazität an eine Anzapfung von r_b zu legen (Bild 17). Weiterhin sind noch die Zuleitungsinduktivitäten zu berücksichtigen. Diese Andeutungen sollen genügen, zumal die Untersuchungen über die zweckmäßigsten praktischen Ersatzschaltungen derartiger Drifttransistoren noch nicht abgeschlossen sind.

Schrifttum

- [1] Pritchard, R. L.: Electric-network representation of transistors — a survey. Trans. IRE Circuit Theory Bd. CT-3 (1956) Nr. 1, S. 5–21
- [2] Zawels, J.: Base-width modulation and the high-frequency equivalent circuit of junction transistors. Trans. IRE Electron Devices Bd. ED-4 (1957) Nr. 1, S. 17–22
- [3] ● Lo, A. W., Endres, R. O., Zawels, J., Waldhauer, F., u. Cheng, C. C.: Transistor Electronics. Englewood-Cliffs, N.J., 1955, Prentice-Hall, Inc.

(eingegangen am 20. Oktober 1959)

ANGEWANDTE ELEKTRONIK

Wanderfeldröhren-Serie für 4000 MHz

Drei neue Wanderfeldröhren hat *English Electric Valve Co.* als speziellen Röhrensatz für Mikrowellenverstärker nach CCITT-Norm entwickelt und in England und Finnland bereits eingesetzt. Nach der Vorfokussierung im Werk ist nur noch geringfügige Anpassungsarbeit für Breitbandbetrieb im Bereich 3,8...4,2 GHz erforderlich. Da die Röhren weit unter dem Sättigungsbereich betrieben werden, sind die Verzerrungen sehr klein. Ebenso wurde die Lebensdauer verlängert. Die rauscharme N1031, die Vorröhre N1032 und die Leistungsrohre N1033 haben Ausgangsleistungen (bei Sättigung) von 2 mW, 250 mW und 6 W und Verstärkungen von 25, 36 und 36 dB bei kleinen Signalen. Die Rauschzahlen sind max. 9, 20 und 30 dB. Die N1033 hat unter normalen Betriebsbedingungen einen Potentialgradienten, der das Auftreten unerwünschter Emission durch Ionen-Bombardement der Katode auf ein Minimum reduziert. Die Kollektorspannung ist niedriger als die Wendelspannung, so daß wegen der dadurch kleineren Kollektorverlustleistung die Wärmeabführung durch Konvektion kein Problem ist.

ELRU-Information 22

13-Kanal-Programmgerät „MLPR 13“

Beattie-Coleman hat ein 13-Kanal-Bandgerät herausgebracht, das zur Steuerung von 13 Funktionen in exakt festgelegten Zeitabständen dient. Bei etwa 75 mm/s Bandgeschwindigkeit und 48 m Bandlänge (35-mm-Mylarband) ist die Gesamt-Programmdauer 10,6 min. Wie schon der Vorgängertyp „MPR-13“, wird der neue Typ besonders in Fernlenkssystemen für Raketen und Geschosse eingesetzt. Ein eingebauter Abfühlkopf liest die Lochungen der 13 voneinander unabhängigen Kanäle ab. Das Gerät ist in einem staubdichten Gehäuse (200 × 125 × 75 mm) untergebracht und wiegt nicht ganz 2,3 kg. Zum Bandwechsel läßt es sich bequem auseinandernehmen. Die Speisespannung ist 115 V, 400 Hz, jedoch ist das Gerät auch für andere Spannungen und Bandgeschwindigkeiten lieferbar.

ELRU-Information 23

Rütteltisch „EMV 100 A“

E. M. I. Electronics Ltd. hat einen neuen Rütteltisch auf den Markt gebracht, der besonders für Rüttelfestigkeitsprüfungen von Röhren und Bauelementen bei hohen g -Werten, für die Eichung von Beschleunigungsmessern sowie für ausgedehnte Ermüdungsprüfungen unter Umgebungsbedingungen geeignet ist. Das Gerät arbeitet im Schwingungsbereich 1...20000 Hz und entwickelt eine Spitzenbeschleunigung von 100 g . Bei Prüfdauerläufen mit 100 g durchlief der Rütteltisch 10^8 Schwingungen sowohl bei einer festen Frequenz als auch bei Frequenzänderungen von 100 auf 5000 Hz. Ebenso wurden aber auch $200 \cdot 10^6$ Schwingungen bei 500 g erreicht, was die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten beweist.

ELRU-Information 24

Winkelprüfstand

Zur genauen Einstellung von Drehfeldläufern relativ zum Ständer oder Gehäuse stellt *Clifton Precision Products Co., Inc.*, einen Prüfstand zur Verfügung, mit dem bei einfacher Bedienung und fast ohne Rüstzeit genaue, reproduzierbare Winkelwerte (Drehfeldfehler) gemessen werden können. Die Meßscheibe (25 cm \varnothing) hat deutlich sichtbare 5°-Teilungen; kleinere Winkel werden durch Verstellen eines Rasthebels eingestellt, der so mit einem Mikrometer gekuppelt ist, daß eine volle Umdrehung des Mikrometers (360°) einem Grad der Drehfeldsystemwelle entspricht. Die absolute Genauigkeit ist 0,5 Winkelminuten, die Wiedereinstellzeit unter 0,1 min. Ein Teleskopzusatz gestattet jederzeitige Feststellung von Restfehlern oder Prüfstandfehlern nach Abnutzung, Beschädigung usw. und ersetzt damit erneute Fabrikeichungen. Aufspannplatte und Spannzange

werden in Normalausführung für Drehfeldwellen von 3 mm \varnothing und Gehäuse von 36 mm \varnothing geliefert. Die bewußt einfach gehaltene Konstruktion dürfte eine hohe Lebensdauer ergeben.

ELRU-Information 25

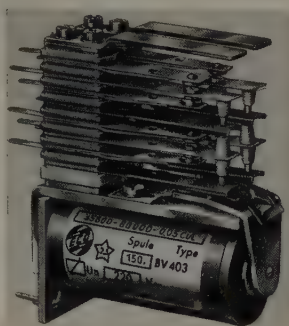
Industrierelais Typ „403“

Unter dieser Typenbezeichnung liefert *Eberle & Co.*, Nürnberg, ein Relais kleiner Bauform, das den speziellen Anforderungen, die in Industrieschaltanlagen an ein Relais gestellt werden, in besonders hohem Maße entspricht. Dieses Relais ist deshalb speziell für Anwendungen in der Steuer- und Regelungstechnik, der industriellen Elektronik, der Automation sowie in Fernmeldeanlagen geeignet. Seine Bauweise entspricht VDE 0660, und die Wicklungen sind bei 100% Einschaltdauer zum Anschluß an Gleich- und Wechselspannungen zwischen 3 und 380 V ~ bzw. 3 und 220 V = lieferbar. Bei geringerer Einschaltdauer sind auch höhere Erregerspannungen zulässig. Der für die Isolation verwendete Werkstoff erreicht Oberflächenwiderstände von mehr als $10^{11} \Omega$, so daß dieses Relais für elektronische Schaltungen besonders geeignet ist.

Die Schaltkontakte stehen in zwei Ausführungen für max. 6 A und max. 1 A Belastbarkeit bei 220 V ~ und ohmscher Last zur Verfügung. Bei Verwendung der höher belastbaren Kontakte kann das Relais mit maximal 4 Kontakten (wahlweise als Öffner, Schließer, Wechsler oder gemischt) bestückt werden, bei Verwendung der Kontakte kleinerer Strombelastbarkeit mit maximal 8 Öffnern oder Schließern bzw. 6 Wechslern. Als Werkstoff für die Relaiskontakte wird eine Hartsilberlegierung benutzt, die bei maximaler Belastung mehr als 10^6 Schaltungen garantiert; die mechanische Lebensdauer liegt bei über 10^7 Schaltspielen. Die Federkontakte sind aus einer Leitbronze angefertigt, die bei besten Federeigenschaften geringen Widerstand ($< 0,004 \Omega$) im Stromkreis gewährleistet, so daß selbst bei Dauerbelastung mit 10 A keine merkbare Erwärmung auftritt. Für einzeln angeordnete Kontakte sind unter gewissen Voraussetzungen Dauerströme bis 20 A zulässig.

Normalerweise wird das Relais in einem staubdichten, durchsichtigen Kunststoffgehäuse geliefert. Daneben ist es auch als steckbare Ausführung erhältlich, wobei die Steckvorrichtung so konstruiert ist, daß das Relais in einem glasklaren Gehäuse (Schutzart P 43) untergebracht ist. In dieser Ausführung sind 16 elektrisch getrennte Anschlüsse für die Kontakte und 4 Anschlüsse für die Erregerspule möglich. Für die Reihenmontage stehen passend gelochte Befestigungsschienen zur Verfügung, die mit nur 28 mm Montagebreite für jedes Relais eine günstige Raumaussnutzung gestatten.

ELRU-Information 26



das ganze Gebiet der Höchstfrequenzröhren einschließlich der zugehörigen Bauteile, wie Resonatoren und Verzögerungsleitungen, und berücksichtigt dabei auch die Meßtechnik.

3ème Salon International de la Pièce détachée Electronique

Der 3. Salon International de la Pièce détachée Electronique findet vom 19. bis 23. Februar 1960 in Paris im Parc des Expositions an der Porte de Versailles statt. Wie im Vorjahr, so wird die Ausstellung auch in diesem Jahr eine große Anzahl in- und ausländischer Elektroniker sowie die bedeutendsten Firmen der elektronischen Industrie nach Paris ziehen und einen Überblick über den Entwicklungsstand der elektronischen Bauelemente in den einzelnen Ländern bieten. Erstmals wird auch die Internationale Technische Fachpresse auf der größten Ausstellung auf dem Gebiet der Elektronik vertreten sein. Weitere Einzelheiten können von der S.D.S.A., 23, rue de Lubeck, Paris 16^e, angefordert werden.

INTERKAMA 1960

Die Vorbereitungen für die Zusammenstellung des Angebots der zweiten, wiederum in Düsseldorf stattfindenden INTERKAMA — Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik — sind abgeschlossen. Die INTERKAMA 1960 findet vom 19. bis 26. Oktober statt und wird etwa doppelt so groß sein wie im Jahr 1957. Auf einer Hallenfläche von rund 30000 m² werden insgesamt etwa 300 Aussteller vertreten sein.

10 Jahre Herfurth GmbH

Zu Beginn des Jahres 1950 von Rolf Herfurth und Dietrich Rische gegründet, hat sich die *Herfurth GmbH* aus kleinsten Anfängen zu einem bedeutenden Unternehmen auf dem Gebiete der Hochfrequenz-Generatoren und -Wärmegeräte entwickelt, die hauptsächlich von der plastikverarbeitenden Industrie benötigt werden. Auch mit ihren Strahlungsmeßgeräten ist diese Firma hervorgetreten, insbesondere durch Spezialentwicklungen. Auf diesem Gebiet besteht enge Zusammenarbeit mit verschiedenen ausländischen Firmen.

„Impuls unserer Zeit“ besonders wertvoll

Der Dokumentarfilm „Impuls unserer Zeit“, der von der Gesellschaft für bildende Filme im Auftrag des Hauses *Siemens* gedreht wurde (s. Heft 11/59, S. 444), erhielt in diesen Tagen von der Filmbewertungsstelle der Länder das Prädikat „besonders wertvoll“. Mit diesem Prädikat ist bisher nur ganz selten ein Industriefilm ausgezeichnet worden.

Philips schüttet erneut Interimsdividende aus

Aufsichtsrat und Vorstand der *N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken* haben beschlossen, für das Rechnungsjahr 1959 eine Interimsdividende von 6% sowohl auf die Vorzugsaktien als auch auf die Normalaktien auszuschütten. Die gleiche Teilausschüttung wird auch die *N. V. Gemeenschappelijk Beziel van Aandeelen Philips' Gloeilampenfabrieken* vornehmen, deren Aktien seit Mai 1958 auch an deutschen Börsen gehandelt werden.

Amerika- und Japan-Studienreisen

Für Angehörige der Elektroindustrie kündigt der Wirtschaftsdienst Studienreisen in der Hapag-Lloyd-Reisebüro-Organisation je eine Studienreise in die USA (14. Juni bis 1. Juli 1960) und nach Japan (3. — 23. Juni 1960) an. Zweck der Reisen ist es, den Entwicklungsstand der Elektroindustrie, insbesondere der Starkstromindustrie, in diesen Ländern kennenzulernen.

Magnetfilm „PB 35“ und „PB 16“

Als Gemeinschaftsarbeit der *Badischen Anilin- & Soda-Fabrik AG (BASF)*, Ludwigshafen, und der *Perutz Photowerke GmbH*, München, entstand ein neuer Tonträger, der vor allem für die Studios von Film und Fernsehen bestimmt ist. Dieser neue Magnetfilm, der in 35 mm und 16 mm Breite in 305-m-Rollen auf Kunststoffkern sowie auch als 17,5 mm breiter Splitfilm zur Verfügung steht, hat als Schichtträger die in der Kinetek übliche Sicherheitsunterlage. Die magnetisierbare Schicht ist vorzugsgerichtet und gewährleistet eine absolut stabile magnetische Aufzeichnung. Frequenzgang und Empfindlichkeit entsprechen dem DIN-Bezugsfilm nach DIN 15538 bzw. DIN 15638.

Deutschlands modernste elektronische Rechenanlage

Im Rechenzentrum der Firma *Bölkow-Entwicklungen KG* in München-Ottobrunn wurde am 21. Dezember 1959 eine elektronische Großrechenanlage in Betrieb genommen, deren Kernstück der *Siemens-Digitalrechner „2002“* ist. Die Anlage dient nicht nur zum Lösen wissenschaftlicher und technischer Probleme, sondern wird auch für kommerzielle Aufgaben eingesetzt. Es handelt sich dabei um eine serienmäßig gefertigte programmgesteuerte und speicherprogrammierte elektronische Großrechenanlage von sehr großer Speicherfähigkeit und sehr hoher Operationsgeschwindigkeit. Im Mittel sind 3000 Operationen je Sekunde ausführbar. Allein die Kapazität des Magnetspeichers kann bis auf 100000 Maschinenworte (1,2 Millionen Dezimalziffern) erweitert werden. Die gesamte Anlage enthält unter anderem 15000 Transistoren und 20000 Kleinstbauteile.

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Jahrestagung der Deutschen Kinetischen Gesellschaft

Die diesjährige Jahrestagung der Deutschen Kinetischen Gesellschaft steht unter dem Motto „Tonstudio-Technik“ und wird mit einer Vorstands- und Beiratssitzung sowie der Mitgliederversammlung am 2. März 1960 eröffnet. Am 3. und 4. März folgen Fachvorträge, die sich mit den neuen Ergebnissen auf den Gebieten Ein- und Mehrkanal-Stereophonie, Tonbandtechnik sowie mit Lautsprecherproblemen befassen.

Vom 1. bis 5. März 1960 findet in der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg die 3. Ausstellung von Geräten der Tonstudio-Technik für Film, Rundfunk, Fernsehen, Schallplatte und Theater statt.

Tagung „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“

Die VDE/VDI-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen behandelt auf ihrer nächsten Fachtagung am 17. und 18. März 1960 im Auditorium Maximum der Textilingenieurschule in Krefeld das Thema „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“. In vier Vortragsgruppen werden von maßgebenden Fachleuten Vorträge über Halbleiterdioden in der Meßtechnik, Transistoren in der Meßtechnik, Halbleiter als Umformer nichtelektrischer Größen in elektrische Größen sowie über Hallgeneratoren in der Meßtechnik gehalten. Nähere Auskünfte erteilt die VDE/VDI-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen, Düsseldorf, Prinz-Georg-Straße 77/79.

Fachtagung „Mikrowellentechnik und Antennen“

Die Nachrichtentechnische Gesellschaft veranstaltet in der Technischen Hochschule München vom 27. bis 30. April 1960 unter Beteiligung der NTG-Fachausschüsse 13 „Antennen“ und 16 „Mikrowellentechnik“ die Fachtagung „Mikrowellentechnik und Antennen“.

Internationale Tagung „Mikrowellenröhren“

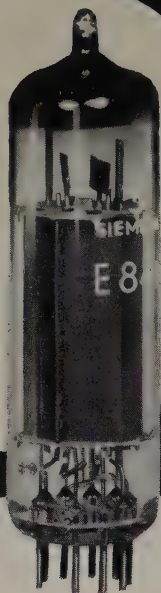
Der Verband Deutscher Elektrotechniker und die Nachrichtentechnische Gesellschaft veranstalten vom 7. bis 11. Juni 1960 die internationale Tagung „Mikrowellenröhren“ in München. Das Tagungsthema behandelt



SIEMENS

SPEZIALRÖHREN

Neu



B 64

E 84 L

eine 12-W-Leistungspentode
langer Lebensdauer

Dieser Typ ist eine datengleiche Spezialausführung der EL 84. Als neuentwickelte Spezialverstärkerröhre hat sie alle Qualitätsmerkmale dieser Serie

- Lange Lebensdauer
- Hohe Zuverlässigkeit
- Enge Toleranzen
- Zwischenschichtfreie Spezialkathode

HEIZUNG $U_f = 6,3 \text{ V}$ $I_f = 0,76 \text{ A}$

KENNDATEN

$U_a = 250 \text{ V}$

$U_{g_2} = 250 \text{ V}$

$I_a = 48 \text{ mA}$

$I_{g_2} = 5,5 \text{ mA}$

$S = 11,3 \text{ mA/V}$

GRENZDATEN

$U_a = \text{max. } 300 \text{ V}$

$Q_a = \text{max. } 12 \text{ W}$

$Q_{g_2} = \text{max. } 2 \text{ W}$

$I_k = \text{max. } 65 \text{ mA}$

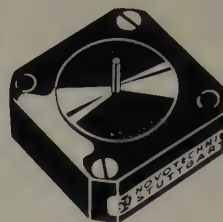
ANWENDUNG

Die E 84 L ist besonders geeignet für Leistungsendstufen, Regelverstärker, Impulsstufen, elektronisch geregelte Netzgeräte, Breitband- und Kathodenverstärker.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

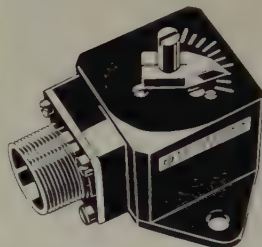


**Präzisions-Geber
für die
Meß- und
Regeltechnik**



Feinlagegeber Ab

Reibungsmoment 0,2–0,6 cm g
für Waagen etc., Linearität
0,2 ‰, Auflösung 0,6 ‰



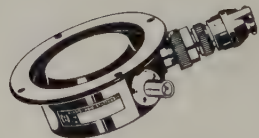
Winkelgeber Ac

für die Stellungsmeldung von
Wellen, Klappen, Achsen etc.



Weggeber Bb

Meßbereiche: 50 und 100 mm,
Ganzmetall-Ausführung, Auf-
lösung 0,05 mm.



Druckgeber Dfc

ölgefüllt, gedämpft, Genauig-
keit 1 ‰. Nenn-Meßbereich
nach DIN, 2,5 – 250 atü.

NOVOTECHNIK
OFFTERDINGER & CO
RUIT BEI STUTTGART
TEL. STUTTGART 273441/42
TELEX 7-23681



TELEFUNKEN

SPEZIALRÖHREN für

Industrielle Zwecke
Rechenmaschinen
Nachrichtenweitverkehr
Meßtechnik und
Regeltechnik

„5 PUNKTE“

- Zuverlässigkeit
- Lange Lebensdauer
- Enge Toleranzen
- Stoß- und Vibrationsfestigkeit
- Zwischenschichtfreie Spezialkathode

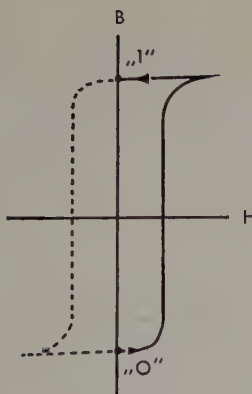
Die vorstehenden „5 Punkte“ der TELEFUNKEN-Spezialröhren werden durch sorgfältige Auswahl und dauernde Qualitätsüberwachung der verwendeten Materialien, verbunden mit besonderen konstruktiven Maßnahmen, sichergestellt.

Z LL To Sto Spk

WEICHMAGNETISCHE WERKSTOFFE

VAC
VACUUMSCHMELZE

ZWERG-KERNE mit extrem dünnen
Bändern für Speicher-, Steuer- und Schalt-
aufgaben in Bandstärken von 0,003-0,050 mm
ULTRAPERM® Z PERMENORM 5000 Z®



- Kleine Schaltzeit
- Hohe Induktion
- Kleine Koerzitivkraft
- Große thermische Stabilität



® Eingetragenes Warenzeichen

VACUUMSCHMELZE AKTIENGESELLSCHAFT HANAU



Lorenz-Drehfeldsysteme

auch für 400Hz lieferbar.
In gleicher Präzision fertigen wir
Einankerumformer, Tachodynamos,
Elektrogebläse



STANDARD ELEKTRIK LORENZ

Lorenz Werk Landshut/Bayern

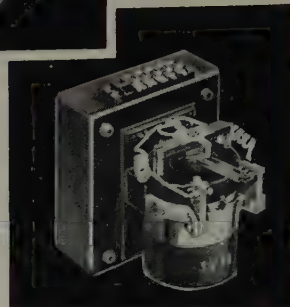
Hochempfindliche DREHPUL-MESSRELAIS



SB 1 - Drehspulrelais in Miniatúrausführung
Abmessungen 36 x 20 mm



SB 2 - Drehspulrelais mit von außen verstellbarem Minimal- und Maximalkontakt



SV 10 - Drehspulrelais mit einstellbarem Minimal- u. Maximalkontakt u. Kontakt-Druckverstärkung

Wir liefern weiterhin Relais-Kombinationen sowie Schaltrelais in verschiedenen Ausführungen auch als Steckrelais

ELECTRONEST GMBH.

OTTENHAUSEN-SAARBRÜCKEN · TEL. 43095

Dekadische Zählröhre EZ 10

Die Röhre EZ 10 ist eine neuartige dekadische Kaltkathodenzählröhre in Miniatúrausführung. Ihr Durchmesser beträgt nur 21 mm, ihre Länge 55 mm. Die 10 Ausgangskathoden sind einzeln herausgeführt, was für Vorwahlschaltungen, Koinzidenzschaltungen und Automatikschaltungen aller Art sehr wichtig ist.



Kaltkathodenröhre mit unsymmetrischen Kathoden, Resultat von Auge und elektrisch ablesbar.



Betrieb mit Einfachimpulsen unkritischer Form und Dauer, Zählfrequenzen über 200'000 Impulse/sek.



Unübertroffen einfache Schaltung ohne Notwendigkeit für stabilisierte Betriebsspannungen

Verlangen Sie bitte noch heute technische Unterlagen über die dekadische Zählröhre EZ 10 sowie unsere technischen Mitteilungen mit zahlreichen neuen Anregungen und Hinweisen über die Verwendung von Relaisröhren für Wechsel- und Gleichstrombetrieb und von Spannungsstabilisierungsröhren.



ELESTA AG BAD RAGAZ

Elektronische Steuerapparate/Schweiz 085 — 911 55/54

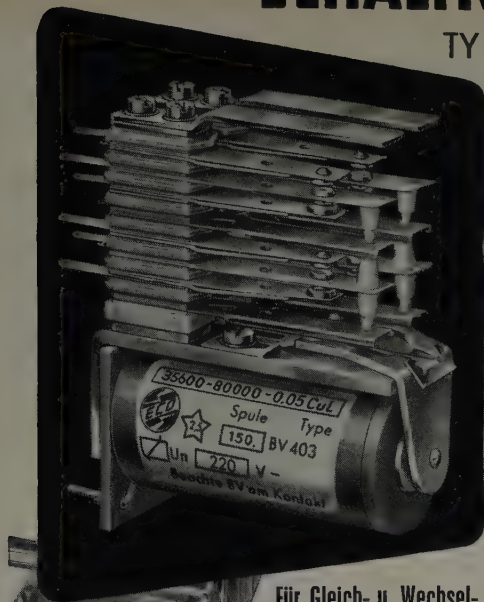
In Westdeutschland:

Fa. Ernst-Günther Hannemann, Gutleutstraße 11

Frankfurt/Main Tel. 3315 94/33 50 23 Fsch. 0412598

INDUSTRIE-SCHALTRELAIS

TYPE 403



Für Gleich- u. Wechsel-
stromerregung

gebaut nach VDE 0660
Isolation nach VDE 0110 Gruppe C
auch als **steckbares Relais** lieferbar.

Bitte verlangen Sie Typenliste 403

EBERLE & CO. NÜRNBERG

ELEKTRO-GMBH • OEDENBERGER STRASSE 65

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN

DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN

KONTAKTSCHUTZRELAIS

SCHWEISSZEITBEGRENZER

LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA



GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 04 15814



SIEMENS
MESSTECHNIK

OSCILLARZET 15

der beim Fehlersuchen und
bei Kontrollmessungen in
Werkstätten und im Kunden-
dienst vielfach bewährte
Wechselspannungs-Oszillo-
graph mit umschaltbarem
Y-Verstärker
1 Hz bis 5 MHz
(max. 35 mV/cm)
2 Hz bis 600 kHz
(max. 6 mV/cm)



OSCILLARZET

für hohe Ansprüche



MS 194

OSCILLARZET 05

ein geeichter und triggerbarer Gleichspannungs-Oszillograph
daher auch geeignet zum Messen des Gleichspannungsanteils
einer Meßspannung und für einmalige Vorgänge
0 bis 5 MHz (max. 50 mV/Teil) (1 Teil = 0,6 cm)
0 bis 1,2 MHz (max. 15 mV/Teil)

Weitere Einzelheiten finden Sie in unserer Druckschrift SH 7200,
die wir Ihnen auf Wunsch gern zusenden

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

neu!

ERSA-MINITYP/6V

Miniaturlötkolben
mit Wechselementen
10 W/6 V, 20 W/6 V
30 W/6 V für die
moderne

Elektronik

30 W/6 V

20 W/6 V

10 W/6 V

ERNST SACHS

Ständiger Aussteller auf der Deutschen
Industrie-Messe Hannover, Halle 11/1504



SEIT 1921

Berlin-Lichterfelde West • Manteuffelstraße 10a und
Wertheim/Main • Ferd.-Hotz-Straße 3

Verlangen Sie die neue Liste 166 02 • Bezug durch den Fachhandel!

Stellenanzeigen

Chiffreanzeigen Adressierung wie folgt: Chiffre ... ELEKTRONISCHE
RUNDSCHAU, Bln.-Borsigw., Eichborndamm 141-167

Wir suchen

für innerbetriebliche Tätigkeit einen

Vertriebs-Ingenieur

elektrisches
Messen
mech. Größen

mit guten technischen Kenntnissen
und Erfahrungen auf dem Gebiet

Bewerbern, die Neigung und Fähigkeit für
interessante Vertriebstätigkeit haben, bieten
wir eine sichere Position mit gutem Ein-
kommen.

Bitte richten Sie Ihre ausführliche Bewerbung
mit Angabe des frühesten Eintrittstermins an

HOTTINGER MESSTECHNIK

DARMSTADT • Pallaswiesenstraße 172

NORDMENDE

Wer an wissenschaftlich exakter Entwicklungs-
arbeit auf dem Gebiete des Fernsehens interessiert
ist, findet in den Bremer NORDMENDE-Werken
lohnende, ausbaufähige Aufgaben. Spitzenkräfte,
die für die nachstehend genannten Bereiche prä-
destiniert sind, werden um schriftliche Bewerbung
mit Gehaltsansprüchen und Angabe des frühesten
Eintrittstermins gebeten.

Gesucht werden als

Leiter

mehrerer Entwicklungsgruppen für interessante
Aufgaben auf dem Gebiete des Fernsehens

Dipl. Ing., Dipl. Phys. oder Ingenieure

die bereits eine erfolgreiche Tätigkeit auf diesem
Gebiet nachweisen können

Sachbearbeiter

für die Entwicklung von Fernsehgeräten (einschl.
Transistortechnik)

Dipl. Ing., Dipl. Phys. und Ingenieure

sowie

FS-Techniker, FS-Mechaniker

die interessante Arbeiten bei der FS-Geräte-Ent-
wicklung durchführen möchten.

Bei der Wohnraumbeschaffung wird jegliche Un-
terstützung zugesichert. Die Arbeitsbedingungen
enthalten alle Vorzüge, die ein modernes, fort-
schrittlich geleitetes Großunternehmen bietet.
5-Tage-Woche. Altersversorgung. Werksküche.

NORDDEUTSCHE MENDE RUNDfunk KG

BREMEN-HEMELINGEN

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

2
1960

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60

(Gültig bis 31. 5. 1960)

Seite

Firma

Erzeugnis

Firma

Erzeugnis

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

(Firma)

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

BASF Mitteilungen für alle Tonbandfreunde, Nr. 21

25 Jahre Magnetophonband BASF ist das Thema dieser Nummer, die einen Rückblick auf die Entwicklung des Magnetophonband BASF sowie einen illustrierten Kurzbericht über dessen Herstellung bringt.

ELRU-Information 27

Baumgartner technische mitteilungen, Nr. 1/1959

In dieser Druckschrift werden die neuen Magnetschalter mit Schutzgaskontakt, die somit unempfindlich gegen äußere Einflüsse, wie Staub, aggressive Dämpfe und Feuchtigkeit sind, ausführlich beschrieben. Die beiden verschiedenen Modelle schalten 100 VA bei 220 V~ ohmscher Last oder 0,2 A bei 220 V~ induktiver Last bzw. 400 VA bei 220 V~ ohmscher Last oder 0,5 A bei 220 V~ induktiver Last.

ELRU-Information 28

BBC Elektronenbriefe, Folge 2, Dez. 1959

Eine vielseitig verwendbare Winkelfassung für Super-Jumbo-Vier-Stift-Röhren, die in der

Folge 1 bereits abgebildet war, wird nun ausführlich beschrieben.

ELRU-Information 29

Elektro Spezial Industrie-Elektronik, Nr. 2/1959

Ein interessanter Aufsatz berichtet über Temperaturmessung in Beton unter Verwendung von Thermoelementen. Weitere Beiträge behandeln eine einfache Registrierungsmethode des Elektretinogramms vom Menschen und die Philips-Gaskältemaschine als Kälteerzeuger für Tieftemperaturschränke.

ELRU-Information 30

E. M. I. electronics post, Nr. 1/1959

Diese erstmalig herausgegebene Firmenzeitschrift enthält u. a. je einen Beitrag über eine neue elektronisch gesteuerte Bohrmaschine und über den Einsatz von Rechenautomaten in der chemischen Industrie.

ELRU-Information 31

Exacta-Continental „rechnen + buchen“, Nr. 11

Dieses Heft behandelt Einsatzmöglichkeiten des Buchungsmaschinen „Exacta-Continental

6000“, dargestellt an der Buchhaltungsorganisation eines Unternehmens für die Fertigung und den Vertrieb feinmechanischer und elektrotechnischer Erzeugnisse.

ELRU-Information 32

Frieseke & Hoepfner Meßanlage für Tritium und Radiokohlenstoff

Die von dieser Firma entwickelte Meßeinrichtung gestattet, Tritium und Radiokohlenstoff in gasförmigem Zustand zu bestimmen. Die Zählansbeute ist für Kohlenstoff 14 65...85% und für Tritium etwa 55%. Da die Genauigkeit der Meßmethode sehr hoch ist, sind Isotopeneffekte meßbar.

ELRU-Information 33

General Radio General Radio Experimenter, Nr. 10/1959

Zum Eichen von Oszillatoren bis 1000 MHz, Empfängern oder Zeitachsen von Oszillografen dient das Zeit- und Frequenzeichgerät „1213“, das seit seiner Einführung mehrfach verbessert wurde. Das in dem vorliegenden Heft beschriebene neueste Modell „1213-D“ enthält einen neuen Quarz (5 MHz), der im Temperaturbereich 20...60°C arbeitet,

sowie einen weiterentwickelten Multivibrator. Damit konnte die Frequenzabweichung über kurze Zeit auf < 10⁻⁷ herabgesetzt werden. Die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) legte wiederum eine deutsche Übersetzung bei.

ELRU-Information 34

IBM IBM 1620

Dieser serienmäßige, speicherprogrammierte und dezimal arbeitende Rechenautomat mit Kernspeicher (20000 Speicherstellen) ist für Technik und Forschung bestimmt. Ein- und Ausgabe erfolgen mittels Lochstreifen. Rechengeschwindigkeiten: 1780 Additionen und Subtraktionen fünfstelliger Zahlen, 200 Multiplikationen fünfstelliger Zahlen je Sekunde. Auch auf diese Rechenanlage ist das Fortran-System anwendbar.

ELRU-Information 35

IBM-Nachrichten, Heft 143

Über die Bestandsmeldung als Instrument zur Steuerung und Kontrolle der Produktion in einem Betrieb der Textilindustrie sowie über die Berechnung des regelungstechnischen Verhaltens einer Zweistoff-Destillationskolonne mit dem Magnetrommelrechner „IBM 650“ berichten



enthält in den Februarheften u. a. folgende Beiträge:

1. Februarheft 1960 (3)

Probleme moderner Formgestaltung
Die magnetische Stabilität von Magnettonbändern
Dynamische Bildröhrenprüfung
Praxis der Neutralisierung von Transistor-ZF-Verstärkern
Eine einfache Servoblitz-Steuerung
FT-Laborbericht: Bildmodulator und Balken-Generatoren für UHF-Prüfsender

Moderner Einkreis »Newcomer Ia« für 10...80 m
Vielseitiger Normalfrequenz-Generator für 100 kHz und 1 MHz
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund
Technik der Funk-Fernsteuerung (5)

2. Februarheft 1960 (4)

Der Service muß leistungsfähiger werden
Die Vierspurtechnik in Tonbandgeräten
Antennenrotoren
FT-Laborbericht: Zwei Hochleistungs-Fernsehtennen
Der Bedienungskomfort einer Amateur-Funkanlage
Verhalten der Transistorstufe bei Temperaturschwankungen
Technik der Funk-Fernsteuerung (6)

*

FT-Kurznachrichten • Von Sendern und Frequenzen • Aus unserem technischen Skizzenbuch • Aus dem Ausland • Aus Zeitschriften und Büchern

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik • Einführung in die Matrizenrechnung
ELEKTRONIK-INGENIEUR: Elektrische Weichen zur Leistungsaufteilung in NF-Verstärkern

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

zwei interessante Beiträge. Weitere Aufsätze behandeln die Bearbeitung von Daueraufträgen mit Lochkarten und die Selbstbedienung bei Ausstellungen im Lebensmittelgroßhandel mit Lochkarten.

ELRU-Information 36

Kleinknecht Drehzahl- Überwachungsrelais „KENR 2“

Dieses elektronische Drehzahl-Überwachungsrelais dient zur Überwachung von drehzahlgesteuerten Antrieben, die eine eingestellte Drehzahl auch im Störfall nicht überschreiten dürfen, und wird an eine Wechselstrom-Tachometermaschine angeschlossen. Der Meßkreis vom Gerät zur Tachometermaschine ist überwacht, so daß das Gerät auch bei einem Drahtbruch dieser Verbindungsleitung sofort abschaltet. Das Gerät ist mit einem Umschaltkontakt (Feinsilber) für 10 A, 220 V, 50 Hz, ausgerüstet.

ELRU-Information 37

Philips Fernseh-Testbildgeber und HF-Generator

Die Geräteanordnung besteht aus dem Testbild-Generator „GM 2671 G“, der Vertikalsynchronimpulse (50 Hz), Horizontalsynchronimpulse (15625 Hz), Synchronisier- und Abtastimpulse nach CCIR-Norm sowie Schach-

brettmuster mit Graukeilen zur Gamma-Kontrolle und senkrechte Linien zur Prüfung der Durchlaßbreite zur Verfügung stellt, der Speiseeinheit „GM 2671 V“ und dem HF-Generator „GM 2681“ (625 Zeilen, 50 Hz), der Bild- und Tonträger für die Frequenzen der Kanäle 2 bis 11 liefert. Grob- und Feinabschwächung der Ausgangsspannung sind bis maximal 80 dB möglich, und das Anzeigegerät (Röhrenvoltmeter) ist nacheichbar.

ELRU-Information 38

Schleicher Elektronisches Zeitrelais „MEZ I“

Dieses anzugsverzögerte, mit Röhren bestückte Zeitrelais mit Stabilisator („MEZ 0“ ohne Stabilisator) ist von außen stufenlos für 0,05...2 s, 0,5...20 s oder durch Kondensatorzuschaltung maximal für 5...200 s einstellbar. Abfallverzögerungen kurzer Zeiten werden durch das außen oder innen stufenlos einstellbare Kondensator-Zeitrelais „MCAB“ (ohne Röhren) erreicht. Standardausführungen in drei Bereichen von 0,25...3 s; durch Kondensatorzuschaltung sind maximal 15 s erreichbar.

ELRU-Information 39

Zeitrelais „MZ V“

Das Zeitrelais „MZ V“ enthält einen Synchronmotor und ist von außen in fünf Bereichen von

0,15 s...3 Stunden oder 0,3 s bis 6 Stunden stufenlos einstellbar. Die Wiederkehrgenauigkeit einer einmal eingestellten Verzögerungszeit ist $\pm 0,4\%$ vom Endwert des gewählten Bereiches. Anzugsverzögerte Ausführungen haben vier Umschaltkontakte, abfallverzögerte drei Umschaltkontakte.

ELRU-Information 40

Siemens Transistoren TF 251, TF 252

Diese legierten npn-Silizium-Flächentransistoren für Spezialzwecke sind besonders für hohe Stromverstärkung auch bei kleinsten Kollektorströmen geeignet und können in Eingangsstufen von hochempfindlichen Gleich- und Wechselstromverstärkern verwendet werden. Technische Daten sowie Kennlinien und Abmessungen enthält neben einer Typenübersicht über Siemens-Transistoren die Druckschrift SH 6935b.

ELRU-Information 41

Valvo Elektrolytkondensatoren

Ein 20seitiges Heft enthält neben technischen Daten, Abbildungen und Maßbildern der Elektrolytkondensatoren in freitragender Ausführung (DIN-Programm) auch allgemeine Angaben über Anwendung, Aufbau und Betrieb mit Unterspannung, der die Lebensdauer der Kondensatoren

verlängert. Besondere Beachtung verdienen die Erläuterungen zu den technischen Daten.

ELRU-Information 42

Valvo-Berichte, Band V, Heft 3

Das neue Heft enthält zwei Referate und einen Beitrag zum Thema Transistoren für hohe Frequenzen. Der erste Beitrag, „Transistoren für Treiberstufen in Magnetspeichern“, gibt einen Überblick über die Anforderungen, die an Transistoren zu stellen sind, wenn sie für die Ummagnetisierung von Ringkernen verwendet werden sollen. In dem zweiten Beitrag, „Die grundlegenden Eigenschaften des Flächentransistors im Impuls- und Schalterbetrieb“, werden aktiver Betriebsbereich, Sperrbereich und Aussteuerungsbereich diskutiert und die wichtigsten Formeln für die Übergangszeiten beim Ein- und Ausschalten angegeben. Der Aufsatz „Einige theoretische Untersuchungen zur Leistungsübertragung und Stabilität in transistorbestückten ZF-Verstärkern bei Verwendung von Bandfiltern“ enthält die mathematische Behandlung einiger Probleme, die bei Transistoren in ZF-Verstärkern auftreten. Die sehr gründlichen Herleitungen führen zu Gleichungen, die für einige praktische Fälle in Diagrammen dargestellt sind. Schutzgebühr 3,— DM.

ELRU-Information 43

E. SCHAEFER

Das menschliche Gedächtnis als Informationsspeicher

Die bisherige Erforschung des menschlichen Gedächtnisses geht von drei Ausgangspunkten aus, um einen Einblick in dessen Phänomenologie, Kapazität und Funktionsweise zu gewinnen. Dementsprechend wird die Eigentümlichkeit des Gedächtnisspeichers durch eine Gegenüberstellung mit dem Verhalten von technischen Nachrichtenspeichern skizziert. Abschätzungen, ausgehend von gespeicherten Wissenskomplexen, von der speicherbaren Informationsmenge innerhalb eines Menschenlebens bei konstantem Entscheidungsfluß und von der Zahl der Neuronen als Gedächtniselemente (nach Küpfmüller, Miller, Good, McCulloch, v. Neumann und v. Förster), bringen eine quantitative Eingrenzung des Speichervermögens. Schließlich werden die verschiedenen bestehenden Gedächtnishypothesen diskutiert und einige Folgerungen für die Entwicklung von Informationsspeichern gezogen.

H. MAHNAU

Ein transportables Strahlenmeßgerät mit Geiger-Müller-Zählrohren

Es wird ein Strahlenmeßgerät hoher Empfindlichkeit beschrieben, das außer den Auslösezählrohren ausschließlich mit Halbleitern bestückt ist. Das Gerät dient zur Dosisleistungsmessung der Gamma-Strahlung und eignet sich außerdem bei Verwendung entsprechender Zusatzsonden auch zur Relativmessung der Alpha- und Beta-Strahlung. Da die Schaltung weitgehend Impulstransformatoren mit Ferroxcubekernen enthält, konnte die Verwendung aktiver Vierpole auf ein Mindestmaß begrenzt werden.

K. APEL

Zur Verwendung dekadischer Zählrohren in nichtdekadischen Zählsystemen

Spezielle Zählrohren ermöglichen es, dekadische Zählstufen mit einem Minimum an Schaltelementen aufzubauen. Zur Abzählung nichtdekadischer Zyklen werden dagegen im allgemeinen Ringschaltungen oder Koinzidenzanordnungen mit verhältnismäßig großem Schaltaufwand benutzt. Die Arbeit behandelt ein Verfahren, das es erlaubt, für diese Zwecke die dekadische Kalkatoden-Zählröhre EZ 10 zu verwenden. Im wesentlichen besteht die Anordnung aus einer Reihenschaltung von Zählrohren. Durch geeignete Zwischenstufen wird erreicht, daß die leuchtende Gasentladung nach dem Durchlaufen einer Röhre in dieser löscht und ihren Weg zu der nächstfolgenden Röhre fortsetzt. Es wird zuerst die Funktion der Röhre EZ 10 erläutert, anschließend das Prinzip des Transfers der Gasentladung von Röhre zu Röhre beschrieben und ein dimensioniertes Schaltbeispiel angegeben.

Internationale Fachmesse für Laboratoriums-, Meßtechnik und Automatik in der Chemie

Dieser zweite Beitrag über die Internationale Fachmesse für Laboratoriums-, Meßtechnik und Automatik in der Chemie (ILMAC) bringt als Fortsetzung der Gruppe „Elektrische und elektronische Geräte“ noch Rechenmaschinen und Zählgeräte sowie Analog-Digital-Umwandler. Es folgen dann elektronische Geräte zur elektrischen Messung nichtelektrischer Größen, die von zunehmender Bedeutung nicht nur für die Messung im Labor, sondern insbesondere auch für die Verfahrenstechnik und die Automatisierung werden.

G. BOLLE

Gerät zur Erzeugung von Farbbalken nach der NTSC-Norm

Für Untersuchungen an Farbfernsehgeräten verwendet man Farbbalkengeber. In dem beschriebenen Gerät wird das Farbbalkensignal direkt aus dem Helligkeits- und Chrominanzsignal gewonnen. Monostabile Multivibratoren, die in einer Kette zusammengeschaltet sind und deren Reihenfolge über einen Tastensatz frei wählbar ist, erzeugen die Rechteckimpulse für das Helligkeitssignal. Von zum Helligkeitssignal kongruenten Impulsen werden Sinusschwingungen auf die Farbbilfsträgerfrequenz aufgetastet. Das zu jeder Farbe gehörige HF-Signal ist in stark gegengekoppelten Verstärkern mit Laufzeitkabeln in Amplitude und Phase einstellbar. Auf diese Weise ist sichergestellt, daß die für die Farbsättigung bestimmende Phase des Farbbilfsträgers genügend konstant und definiert ist. Die Zeit zwischen zwei Farbsprüngen kann kleiner als 0,1 μ s gehalten werden.

O. MÜLLER

Prüfung der praktischen Ersatzschaltung von Zawels auf ihre Brauchbarkeit

Für das in einer Arbeit von W. Benz beschriebene Ersatzschaltbild nach Zawels werden Formeln für die h - und y -Parameter angegeben. Hieraus erhält man einfache Beziehungen zur Ermittlung der Elemente der Ersatzschaltung. Mit Hilfe dieser inneren Kennwerte wurden für einen HF-Transistor die y -Parameter der Basis- und der Emitterschaltung bis über die α -Grenzfrequenz hinaus berechnet und zur Prüfung des Ersatzschaltbildes mit den entsprechenden, direkt gemessenen verglichen; es ergeben sich recht gute Übereinstimmungen. Die h -Parameter der beiden genannten Grundschaltungen sind ebenfalls als Ortskurven dargestellt.

W. HENNIG

Eine Mikro-Glühlampe

Mit zunehmender Miniaturisierung elektronischer Geräte erhebt sich die Forderung nach einer Anzeigelampe mit möglichst geringen Abmessungen und kleinem Stromverbrauch. Der Verfasser beschreibt eine in den USA labormäßig entwickelte, zylinderförmige Mikrolampe mit 0,6 mm Durchmesser und 2,5 mm Länge für 1,5 V und 30 mA, die nur 5 mg wiegt. Der Wolframfaden hat nur 6,25 μ Durchmesser.

Angewandte Elektronik (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

Relais „HG-1000“ und „HGS-1000“
mit quecksilbergetränkten Schaltkontakten (C. P. Clare & Co.)
Industrielles Schalttafel-pH-Meßgerät „PR 9402“... (Elektro Spezial GmbH)
Verbesserte Silizium-Flächendioden und -Zenerdioden (Intermetall)
Neues elektronisches Stethoskop (Pye)
Konstanzmeßbrücke „Rel 3 R 119“ (Siemens & Halske AG)
Nodistron (Standard Telephones and Cables Ltd.)
Transistorisierter Spannungsvergleicher (Trio Labs Inc.)
Magnetischer Endschalter „Cypak“ (Westinghouse Electric Corp.)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 14 (1960) No. 3

E. SCHAEFER: *The Human Memory as an Information Storing Device* p. 79—84

Investigations concerning the human memory have so far been based on three starting points leading to conclusions on its phenomenology, capacity and functioning. Accordingly, the peculiar behavior of human memory is sketched and compared with that of technical information stores. The limited capacity of the human memory is estimated on the basis of stored knowledge; information that can be stored during lifetime when the flow of information is constant; and the number of neurons forming storage cells (after Küpfmüller, Miller, Good, McCulloch, v. Neumann and v. Förster). Finally, the existing memory hypotheses are discussed and conclusions for the development of information stores are derived.

G. BOLLE: *Color Bar Generator for NTSC Television Standard* p. 85—86

Color-bar generators are used to test color TV receivers. In the generator described, the color-bar signal is directly derived from the luminance and the chrominance signals. Monostable multivibrators form a chain and generate the square-wave luminance signal; their sequence can be selected by push buttons. Sinusoidal oscillations of pulses congruent with the luminance signal modulate the color-subcarrier frequency. The RF signal associated with each color is adjustable by amplitude and phase in amplifiers with powerful negative feedback employing delay lines; this ensures a sufficiently constant and defined value of that subcarrier phase controlling the saturation. The time of transition between any two color-bars can be kept less than 0.1 μ s.

H. MAHNAU: *A Portable Radiation Measuring Set with GM-Tubes* p. 87—89

A radiation measuring set is described which, apart from the counter-tubes is fully transistorised. The unit is used for dose-rate measurement of gamma radiation but by using special probes alpha and beta measurements can also be undertaken. Active four-pole networks are kept to a minimum by the general use of pulse transformers with ferroxcube cores

O. MÜLLER: *Usefulness of Zawels' Practical Equivalent Circuits* p. 90—94

Formulas for the parameters h and y are given for Zawels' equivalent circuit described in W. Benz' paper. These formulas furnish simple relations to find the components of the equivalent circuit. Using these intrinsic characteristics, the y -parameters of an RF transistor (base and emitter coupled) have been computed beyond the alpha-cutoff frequency; to test the equivalent circuit, the results have been compared with measured values and have been found to coincide rather well. The h -parameters of the transistor in the said two modes of operation, are likewise plotted in impedance diagrams.

K. APEL: *Use of Decadic Counter Tubes in Non-Decadic Counting Systems* p. 95—97

In decadic counter stages, a minimum of circuit components are sufficient when special counter tubes are employed. If, however, non-decadic events are to be counted, the ring or gate circuits employed are rather elaborate. The author outlines a method of substituting such circuits by the decadic counter tube EZ 10 of the cold-cathode type. The arrangement essentially consists of series-connected counter tubes with suitable intermediate stages providing step-by-step firing and extinguishing of the gas-discharge processes in the tubes. Described are the function of the tube EZ 10; the principles of sequential firing and extinguishing; and a complete circuit example with all component dimensions.

W. HENNIG: *Microminiature Indicator Lamp* p. 97

Progressing miniaturization of electronic equipment calls for indicator lamps of small dimensions and low current drain. The author reports on a laboratory sample of a cylindric lamp 2.5 mm high and 0.6 mm dia., weight 5 milligrams. The tungsten filament is only 6.25 μ m in dia. and consumes 30 mA at a rated voltage 1.5 V.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 14 (1960) No 3

E. SCHAEFER: *La mémoire humaine en tant que réservoir d'informations* p. 79—84

En partant de trois conceptions fondamentales, la science actuelle de la mémoire humaine cherche à approfondir la phénoménologie, la capacité et le fonctionnement de cette mémoire. Ainsi, on peut comparer les propriétés de la mémoire au comportement d'enregistreurs techniques d'informations. En partant de l'étendue de connaissances acquises, de la quantité d'informations qu'un homme est susceptible de retenir pendant sa vie à flux de décisions constantes, ainsi que du nombre de neurones agissant comme éléments de mémoire (d'après Küpfmüller, Miller, Good, McCulloch, v. Neumann et v. Förster), on arrive à des estimations montrant la limite quantitative de la capacité d'emménagement. Discutant les diverses hypothèses actuelles de la mémoire, l'auteur tire quelques conclusions concernant l'élaboration de procédés techniques d'emménagement d'informations.

G. BOLLE: *Mire arc-en-ciel pour le système NTSC* p. 85—86

Les mires à barres colorées sont utilisées pour le contrôle des téléviseurs en couleurs. Dans l'appareil décrit, le signal des barres de couleur est directement obtenu en partant des signaux de luminosité et de chrominance. Les impulsions rectangulaires constituant le signal de luminosité sont engendrées par des multivibrateurs connectés en chaîne et dont un jeu de touches permet de choisir la séquence. À l'aide d'impulsions correspondant à celles de luminosité, on produit des oscillations sinusoïdales qu'on utilise pour moduler la porteuse auxiliaire. Des amplificateurs dotés d'une forte contre-réaction et équipés de lignes à retard permettent le réglage en amplitude et en phase du signal H.F. correspondant à chaque couleur. On arrive ainsi à maintenir suffisamment constante la phase de la porteuse auxiliaire, définissant la saturation des couleurs. Le délai entre deux commutations de couleurs peut être rendu inférieur à 0,1 μ s.

H. MAHNAU: *Mesureur de rayonnement portatif à tubes Geiger-Müller* p. 87—89

Le mesureur de rayonnement décrit possède une forte sensibilité; il est équipé exclusivement de semi-conducteurs, sauf en ce qui concerne les tubes compteurs. L'appareil sert à la dosimétrie de puissance du rayonnement gamma; équipé des sondes auxiliaires correspondantes, il est également utilisable pour la mesure relative des rayonnements alpha et bêta. Du fait d'une large utilisation de transformateurs d'impulsions à noyaux de ferrite, le nombre d'éléments actifs a pu être réduit au minimum.

O. MÜLLER: *Vérification expérimentale du schéma équivalent de Zawels* p. 90—94

Pour le schéma équivalent de Zawels, décrit dans l'article de W. Benz, l'auteur indique les formules pour les paramètres h et y . Il en tire des relations simples déterminant les éléments du montage équivalent. Ces valeurs internes ont été utilisées pour calculer les paramètres y des montages base et émetteur commun d'un transistor H.F. jusqu'au-delà de la fréquence de coupure de α . Une comparaison avec des valeurs directement mesurées montre une bonne concordance. Les paramètres h des deux montages fondamentaux mentionnés sont également indiqués sous forme de courbes.

K. APEL: *L'utilisation de tubes compteurs à décades dans les systèmes de comptage non décimaux* p. 95—97

Grâce à des tubes compteurs spéciaux, on peut construire des compteurs à décades avec un minimum d'éléments. Les indicateurs en anneau ou par coïncidence, utilisés dans les cycles non décimaux, sont, par contre, assez onéreux. L'article est consacré à un procédé permettant d'utiliser ici le tube compteur décimal à cathode froide EZ 10. Il s'agit essentiellement d'un montage en série de tubes compteurs. Des étages intermédiaires provoquent l'extinction de la décharge lumineuse dans le tube qui vient d'accomplir un cycle, et le transmettent au suivant. Une analyse des fonctions du tube EZ 10 est suivie de la description du principe de transfert d'indication d'un tube à l'autre; finalement, on donne un schéma avec indication des valeurs.

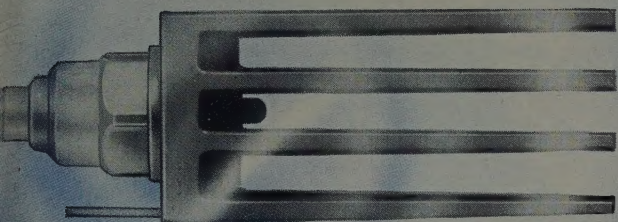
W. HENNIG: *Ampoule à incandescence miniature* p. 97

La tendance grandissante vers la miniaturisation des appareils électroniques a suscité la nécessité d'ampoules indicatrices de dimension et consommation aussi réduites que possible. L'auteur décrit une micro-ampoule cylindrique, mise au point aux U.S.A., d'un diamètre de 0,6 mm et d'une longueur de 2,5 mm, pour 1,5 V et 30 mA, et dont le poids est de 5 mg seulement. Elle comporte un filament de tungstène d'un diamètre de 6,25 μ m.

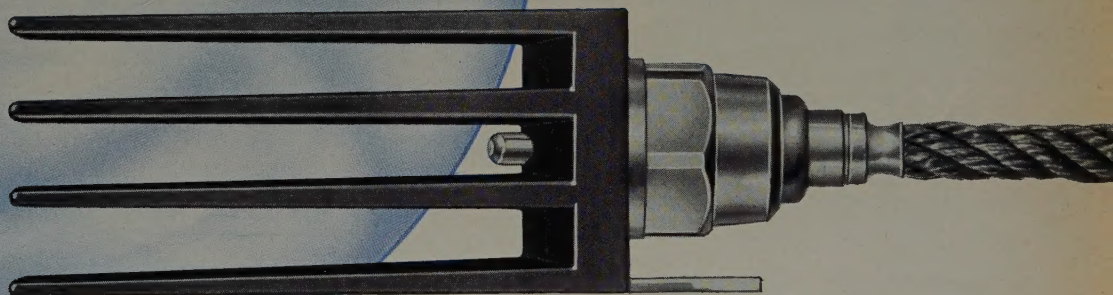


SIEMENS

SILIZIUM- GLEICHRICHTER



**Wärmeelastisch
abgeschlossen ...**



Unsere Fachingenieure beraten Sie gern in allen Einzelheiten.

Bis dahin die wichtigsten Merkmale:

Spezifische Strombelastung 200 A/cm^2

Wirkungsgrad bis zu 99,6%

Scheitelsperrspannung 600 V

Extrem kleiner Raumbedarf

... sind Siemens-Silizium-Gleichrichter:

Durch die besondere Konstruktion des Tablettenanschlusses und der Strombandführung bleibt die Silizium-Tablette auch auf die Dauer zuverlässig hermetisch abgeschlossen — selbst bei den im Arbeitsrhythmus auftretenden thermischen Materialbewegungen.

Siemens-Silizium-Zellen sind als bewährte Serientypen in Sätzen von 0,6 bis 500 A kurzfristig lieferbar.

SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AG



GUTSCHEIN 26

für Liste SR 2 / Si-Gleichrichter-Bauelemente

Name _____

Adresse _____

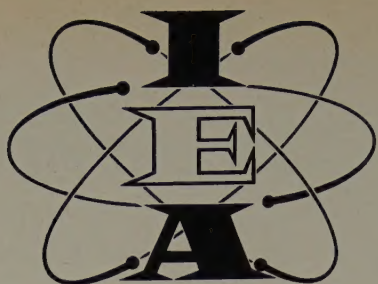
Bitte als Drucksache senden an
Siemens-Schuckertwerke AG · Erlangen

international
exhibition

**INSTRUMENTS
ELECTRONICS
AUTOMATION**

23.-28. MAI 1960 OLYMPIA LONDON

Nähere Einzelheiten von der Britischen Botschaft, dem nächsten Britischen Konsulat oder von

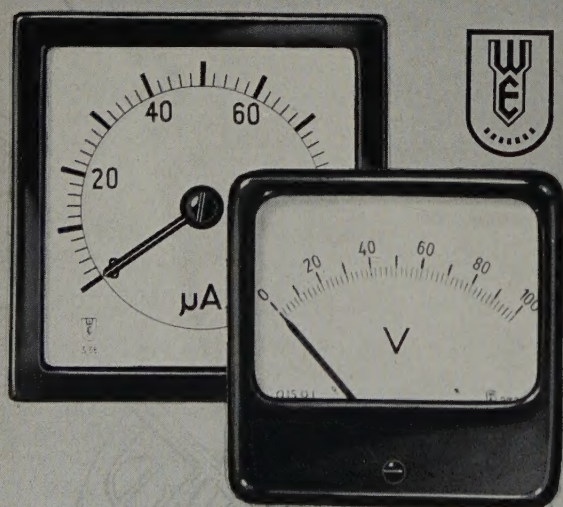


Mehr als 450 britische und 100 ausländische Hersteller von elektronischen Geräten und wissenschaftlichen Instrumenten zeigen ihre neuesten Erzeugnisse auf der IEA 1960, der größten Ausstellung ihrer Art, die jemals in der Welt stattfand. Wenn Sie Fachmann auf diesem Gebiet sind oder aber planen, die Automation in Ihrem Werk oder Büro einzuführen, dann sollten Sie die IEA besuchen, da sonst nirgends in der Welt solch eine umfassende Schau der neuesten wissenschaftlichen Leistungen geboten wird.

Planen Sie jetzt schon Ihre Londonreise und den Besuch der IEA!

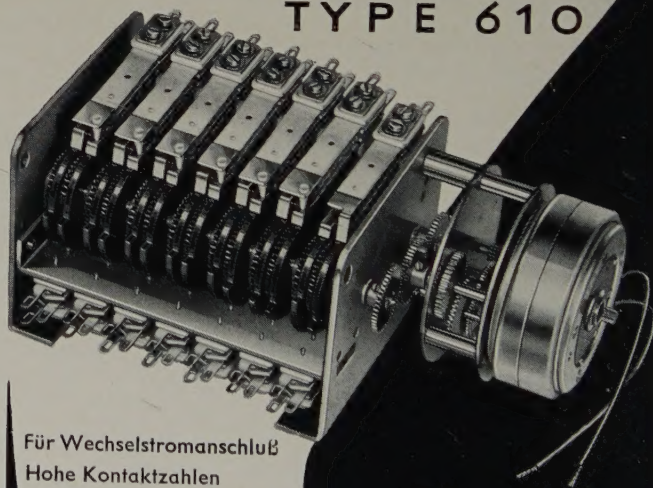
INDUSTRIAL EXHIBITIONS LTD. 9 ARGYLL ST. LONDON W. 1. ENGLAND

**ELEKTRISCHE
MESSINSTRUMENTE**



WEIGAND
ERLANGEN / BAYERN

**Programm-Steuergerät
TYPE 610**



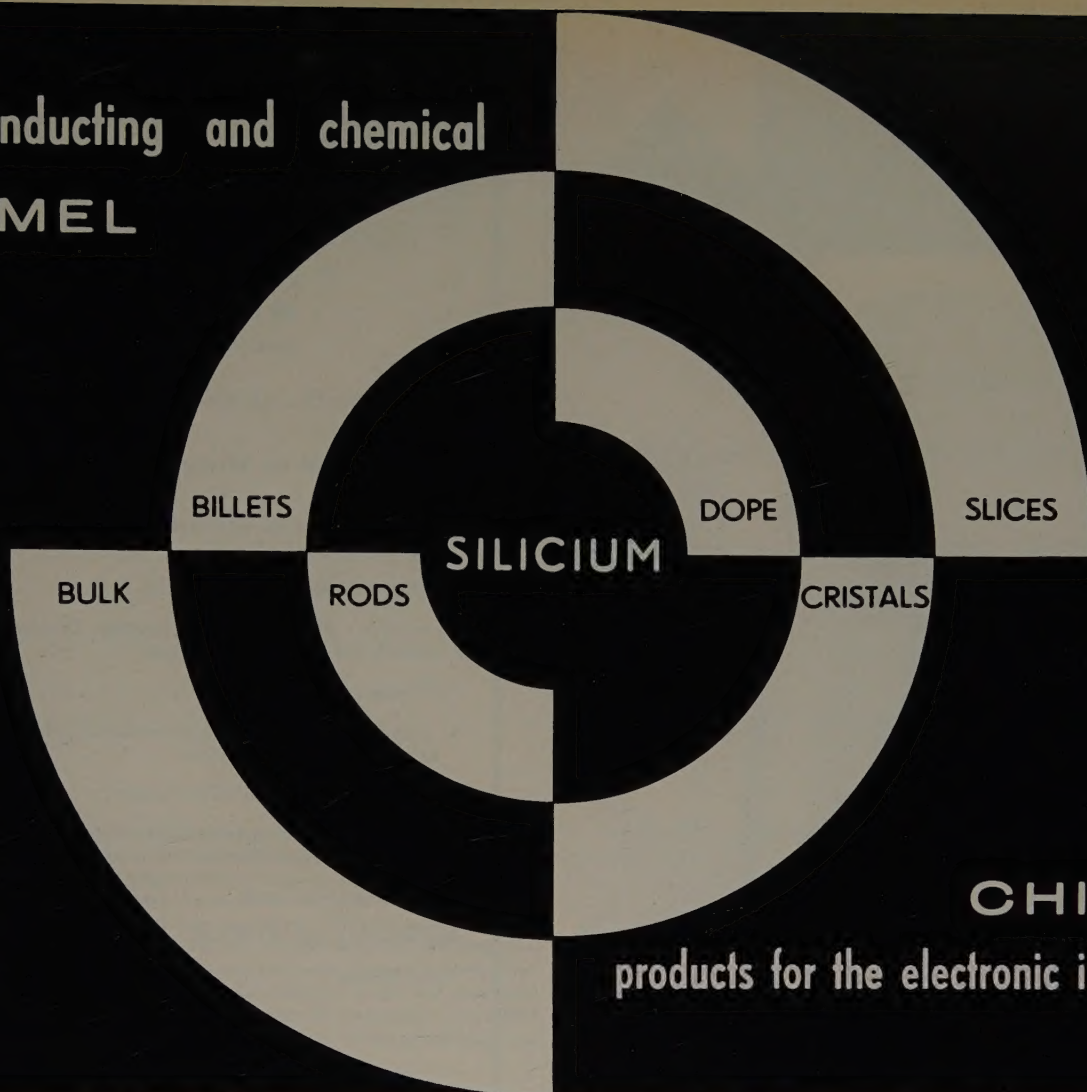
Für Wechselstromanschluß
Hohe Kontaktzahlen
Einstellbare Nockenscheiben
Schaltperiode zwischen
2 sec und 6 Std.
Lange Lebensdauer, betriebssicher
und zuverlässig

Fordern Sie Typenliste 610



EBERLE & CO. NÜRNBERG
ELEKTRO-GMBH · OEDENBERGER STRASSE 65

semiconducting and chemical
CHIMEL



CHIMEL
products for the electronic industries

CHIMEL can supply what you need in the way of pure **SILICIUM-SILICON**

Is there any good reason why you shouldn't obtain all forms of silicon you want from a **single** source?

Up to now the answer to that question was simple: No one firm offered a complete silicon supply facility.

But that is no longer true because from Chimel S. A. you can now obtain silicon in every form. Here are the facts:

1. **BULK** – The bulk polycrystalline silicon you get from Chimel S. A. comes in four grades, three semiconductor, one solar. Each requires a minimum of doping, exhibits a high degree of uniformity and shows a significantly low boron level.

2. **CAST BILLETS** – Cut to charge size for Czochralski furnaces and in standard sizes up to 2" in diameter.

3. **CAST RODS** – For float zoning, you get uniformly dense cast rods in standard sizes up to 1", with lengths entirely dependent on your requirements.

4. **MASTER DOPING ALLOYS** – These are made from extremely pure silicon, using 99.999 % or better elemental dope. They are alloyed in different ranges, and in homogeneous lots of sufficient size to allow for long term standardization in your production doping procedures.

5. **SINGLE CRYSTALS** – Custom processing of single crystals is a basic service from Chimel S. A. We will dope to your specifications and grow in Czochralski or float zone furnaces, again depending on application.

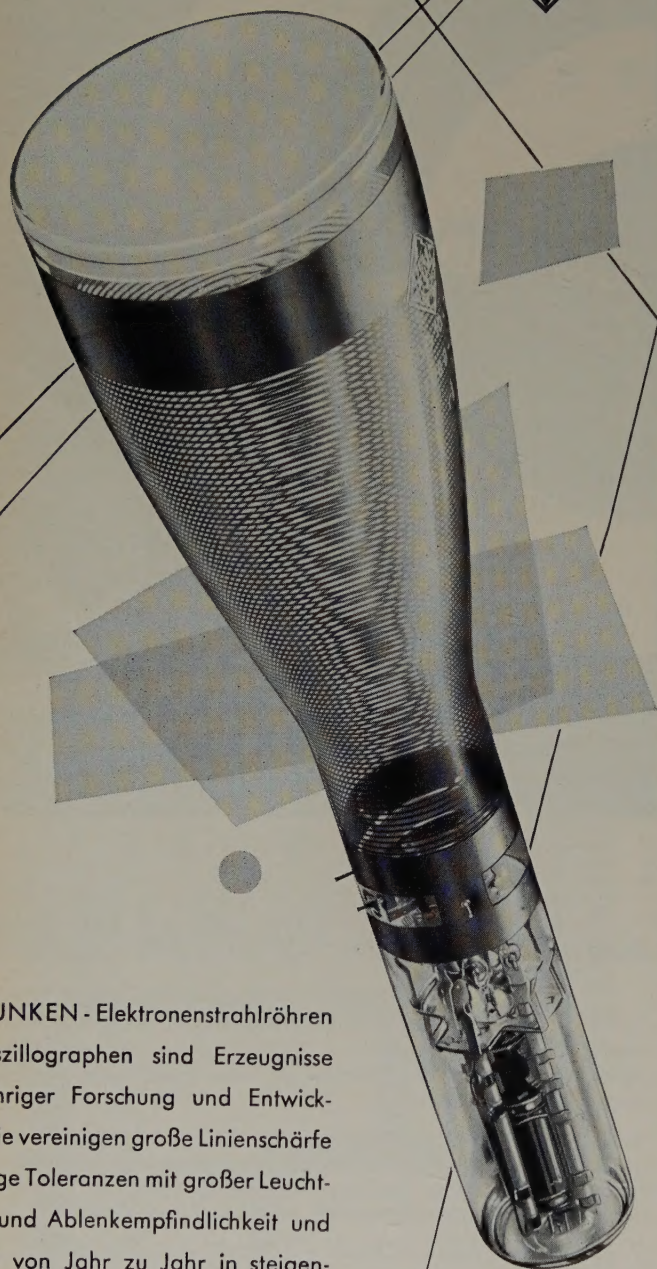
6. **SLICES** – You can get slices to meet any surface requirement since Chimel S. A. has both the know-how and facilities for slicing, lapping, and finishing. And 100 % testing is your assurance that the slices completely meet your specifications.

7. **SEEDS & SPECIAL FORMS** – You tell us your mounting and other physical requirements and we will provide the shapes and forms, cut ultrasonically. All seeds are oriented optically to $\frac{1}{2}^\circ$ (or better) to the (111), (110), or (100) plane.

Analyze your current silicon supply arrangements. Consider that **only** Chimel S. A. provides every form of silicon you need. Doesn't it look like now is a good time for you to get all the facts from the people at CHIMEL S. A.? Write, wire, or phone.

*Semi conducting and Chemical products
for the electronic Industries*

CHIMEL S.A.



TELEFUNKEN - Elektronenstrahlröhren für Oszillographen sind Erzeugnisse langjähriger Forschung und Entwicklung. Sie vereinigen große Linienschärfe und enge Toleranzen mit großer Leuchtdichte und Ablenkempfindlichkeit und werden von Jahr zu Jahr in steigendem Maße verwendet.

TELEFUNKEN

AUS DEM INHALT

MÄRZHEFT 1960

Band 14 (1960) Heft 3, Seiten 73—112

E. Schaefer: Das menschliche Gedächtnis als Informationsspeicher	79
G. Bolle: Gerät zur Erzeugung von Farbbalken nach der NTSC-Norm	85
H. Mahnau: Ein transportables Strahlenmeßgerät mit Geiger-Müller-Zählrohren	87
Radiosextant für die Seeschifffahrt	89
O. Müller: Prüfung der praktischen Ersatzschaltung von Zawels auf ihre Brauchbarkeit	90
Persönliches	94
K. Apel: Zur Verwendung dekadischer Zählröhren in nicht-dekadischen Zählsystemen	95
W. Hennig: Eine Mikro-Glühlampe	97
Internationale Fachmesse für Laboratoriums-, Meßtechnik und Automatik in der Chemie	98
Angewandte Elektronik	102
Aus Industrie und Wirtschaft	103
Neue Bücher	105

Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Meßeinrichtungen für Röntgen-Feinstrukturuntersuchungen und Röntgen-Fluoreszenzanalysen. Auf der Tischfläche des Röntgenapparates „Kristalloflex 4“ befinden sich Goniometer für Fluoreszenzanalysen im offenen Strahlengang (rechts) und im Vakuum (Mitte) sowie ein Interferenzgoniometer für Feinstrukturuntersuchungen (links). In den Meßschränken sind außer den Strahlungsmeßgeräten auch elektronische Präzisionsschreiber zum Aufzeichnen der Ergebnisse eingebaut.

Werkaufnahme Siemens

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 01 84352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 8 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto
Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

